

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

**“ L'Optique Électronique ” et ses applications, par
le D^r V.-K. ZWORYKIN.**

**La distorsion dans les amplificateurs de haute
fréquence classe B, par L. RUBIN.**

Le récepteur HRO, par P. BESSON.

**Essais effectués en Allemagne sur ondes très
courtes.**

Société des Radioélectriciens — Informations.

ÉTIENNE CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

Prix : 6 fr.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

(Ancienne Société des Amis de la T. S. F.)

ABONNEMENT D'UN AN		Etienne CHIRON	PRIX
France.....	60 fr.	ÉDITEUR	DU NUMÉRO : 6 fr.
Étranger	(tarif faible. 70 fr.	40, rue de Seine-PARIS	Tél. : DANTON 47-56
	(tarif fort.. 80 fr.		
		CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35	

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse

Malakoff (Seine)

Tél. : ALESIA 56-30

Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 2 francs à toute demande.

EXTRAIT DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des Radioélectriciens a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, — dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, — et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au président une demande écrite appuyée par un membre de la Société ;

2° Être agréé par le Bureau de la Société.

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une subvention annuelle d'au moins 1.000 francs, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, auront fait don à la Société, en dehors de leur cotisation, d'une somme de 300 francs au moins, seront inscrits en qualité de donateurs.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement.

Toutefois les membres résidant à l'étranger doivent verser en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir le supplément des frais postaux, somme qui sera déterminée par le Bureau.

MONTANTS DES COTISATIONS

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées

Particuliers 50 fr.

Sociétés ou collectivités. 200 fr.

Les cotisations peuvent être rachetées moyennant le paiement immédiat de quinze annuités.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 21 ans, en cours d'études ou de préparation professionnelle, peut sur demande être ramenée à 30 francs.

Les membres résidant à l'étranger doivent verser en plus pour couvrir le supplément de frais postaux la somme de 15 fr.

Cette somme sera diminuée de moitié si le pays de leur résidence a adhéré à la Convention de Stockholm (se renseigner à la Poste).

L'envoi de la carte de membre tient lieu de reçu de la somme envoyée. En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

« L'OPTIQUE ÉLECTRONIQUE » ET SES APPLICATIONS¹

par le Dr. V.-K. ZWORYKIN

Laboratoires de Recherches Électroniques de la « Radio Corporation of America ».

SOMMAIRE

L'auteur rappelle d'abord les principes de l'optique électronique, et décrit les tubes les plus simples permettant d'obtenir des images sur un écran fluorescent. Il indique par quels procédés on peut réduire la distorsion de ces images, et expose les applications de ces tubes à la télévision, à la microscopie électronique, à la vision à travers le brouillard, etc.

Il expose ensuite le principe de ses nouveaux « multiplicateurs d'électrons », et décrit les divers types existants, utilisant des champs électriques ou des champs magnétiques pour la concentration.

Il indique enfin les diverses applications de ces appareils, qui présentent sur les tubes thermoioniques ordinaires de nombreux avantages et permettent de réaliser des amplificateurs puissants et de construction simple.

I. — OPTIQUE ÉLECTRONIQUE DE FORMATION D'IMAGES.

On pourrait presque dire que la découverte de l'optique électronique a précédé la découverte de l'électron lui-même. Les premiers chercheurs connaissaient bien le phénomène de l'ombre nette donnée sur un écran fluorescent par un objet se trouvant sur le trajet des rayons cathodiques. Peu de temps après la découverte de l'électron, des savants tels que Busch, Glaser et plus tard Knoll, Ruska et d'autres, ont fait des calculs relatifs aux trajectoires électroniques et ont ainsi posé les bases exactes de l'optique électronique. Depuis, ces trajectoires ont été étudiées avec plus de détails, l'importance de l'optique électronique étant devenue de plus en plus évidente.

1. Communication accompagnée d'expériences et de projections, présentée le 10 mars 1936 à la Société des Radioélectriciens.

Un intérêt particulier s'attache au calcul des trajectoires à travers des champs ayant un axe de symétrie. Ce type de champ, électrique ou magnétique, peut provoquer la courbure des trajectoires électroniques d'une manière analogue à la déviation de la lumière passant dans une lentille. C'est cette possibilité de remplacer un système électronique par un système analogue optique, à lentille, qui donne à notre sujet son nom, et ce remplacement par une ana-



Photo Decaux

L'amphithéâtre Descartes, à la Sorbonne, pendant la conférence du Dr Zworykin.

logie optique simplifie souvent (mais pas toujours) l'étude qualitative et quantitative du système des « lentilles électroniques ».

La façon dont se comportent des électrons passant par une ouverture au potentiel V , d'une région où l'intensité du champ est E_1 , à une région où l'intensité du champ est E_2 , montre l'analogie entre les rayons électroniques et les rayons lumineux. Dans ce cas, l'ouverture fait converger les électrons de la même façon qu'une lentille sphérique dont la distance focale serait $f = \frac{4V}{E_2 - E_1}$. De même qu'une lentille en verre donnera l'image d'une source de lumière, l'ouverture provoquera une image électronique. On a de

même démontré que tout champ électrostatique cylindrique, de révolution, produira une action, positive ou négative, de lentille, si le trajet électronique n'est pas trop éloigné de l'axe de symétrie.

Nous ne nous proposons pas de présenter une étude théorique de « l'optique » électronique, car d'excellentes publications existent déjà à ce sujet; notre but est plutôt de discuter certains détails

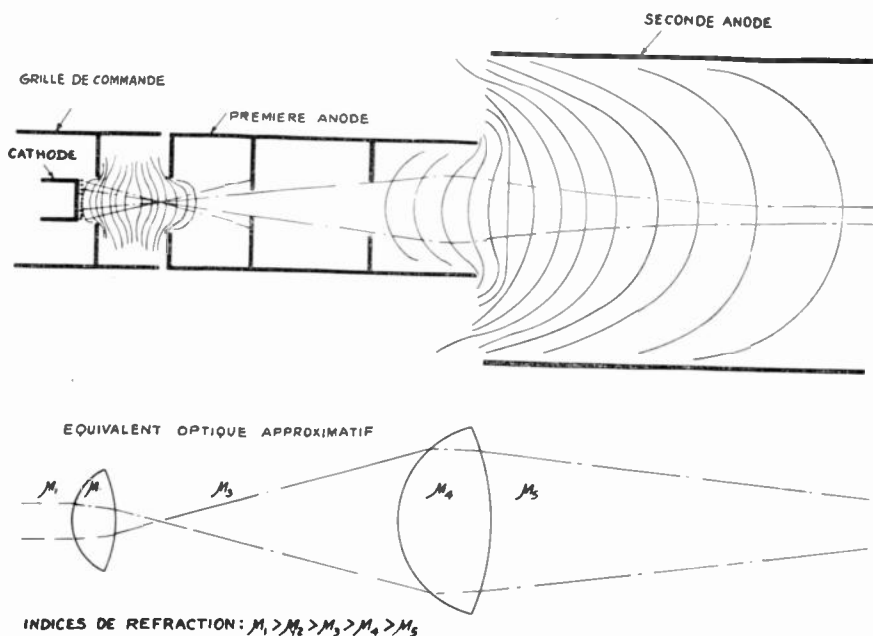


Fig. 1.

pratiques relatifs à la formation des images électroniques. Nous allons même nous borner à la discussion de la formation des images à l'aide de champs électrostatiques, plutôt que de systèmes à lentilles magnétiques, ou à lentilles magnétiques et électrostatiques combinées. Si l'optique électronique n'avait présenté qu'un intérêt académique, celle-ci n'aurait jamais pu attirer l'attention que nous constatons aujourd'hui. Deux des applications pratiques les plus importantes et les mieux étudiées sont le canon électronique et le microscope électronique. La première de ces applications est caractérisée par la nécessité de former une image très petite, ou spot, avec une source électronique également très petite. Dans ce

cas, l'image et l'objet sont voisins de l'axe de la lentille et les facteurs, tels que la courbure du plan focal, la distorsion, etc... ne sont pas de grande importance. Un exemple typique d'un canon électronique est donné sur la figure 1. Ce système consiste en deux lentilles (dont l'analogie optique est figurée au-dessous du dessin du canon) qui donnent sur l'écran l'image, non de la cathode, mais d'un point fictif situé près de celle-ci, et qui serait le point de croisement des trajectoires électroniques. Ce système d'optique électronique joue un rôle important dans l'oscillographe à rayons cathodiques en

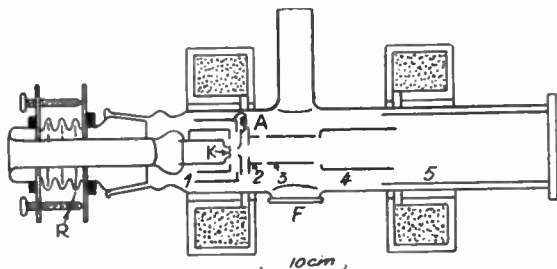


Fig. 3. — Microscopes électronique et lumineux combinés.

général, et dans la télévision à rayons cathodiques en particulier. Cette dernière application a déjà été décrite ici même¹.

Le succès de la fidélité de reproduction des images dépend presque entièrement de la concentration des rayons, tant à l'émission qu'à la réception. Les progrès dans ce domaine sont indiqués sur la figure 2 (hors-texte), représentant une image de télécinéma à 343 lignes². Dans la seconde application, le microscope électronique,

1. V.-K. Zworykin. Système de télévision par tubes à rayons cathodiques, *Onde électrique*, novembre 1933, page 501.

2. Cette figure est la reproduction d'une *photographie* de l'écran d'un récepteur de télécinéma du système du Dr Zworykin, alors que la transmission s'effectuait à petite distance sur onde courte. L'image est décomposée en 343 lignes interlacées, c'est-à-dire qu'une première image à 172 lignes est obtenue, puis qu'une image à 171 lignes, situées dans les intervalles des lignes précédentes, lui succède. Il y a en tout 60 images par seconde. La pose de la photographie a duré 10 secondes, et, pendant ce temps chaque ligne a donc été tracée 300 fois par le spot électronique. Néanmoins la stabilité du balayage est telle que, sur la photographie originale, on peut observer les lignes, à la loupe. L'écran de l'oscillographe récepteur donne une lumière jaune très pâle, se rapprochant beaucoup du blanc, et des ombres tout à fait noires.

Un poste d'émission de 20 kw, sur onde courte, utilisant ce système serait terminé à New-York et entrerait sous peu en service normal. La liaison entre le studio et l'émetteur se fait par une ligne transportant directement le courant de modulation, sans courant porteur (N. D. L. R.).

l'optique électronique est employée pour former une image très agrandie d'un petit objet. La figure 3 montre un microscope électronique typique, que nous trouvons dans l'excellente monographie de Brüche et Scherzer, sur l'optique électronique. Il existe plusieurs types de ces microscopes, dont la plupart emploient des champs électrostatiques et magnétiques combinés, mais leur étude sortirait du cadre de notre exposé. Au cours de nos recherches sur l'optique électronique s'est présenté le problème de la réalisation de l'image d'un objet de dimensions relativement grandes; de plus, il a été nécessaire d'obtenir cette image uniquement par des moyens électrostatiques. L'analogie

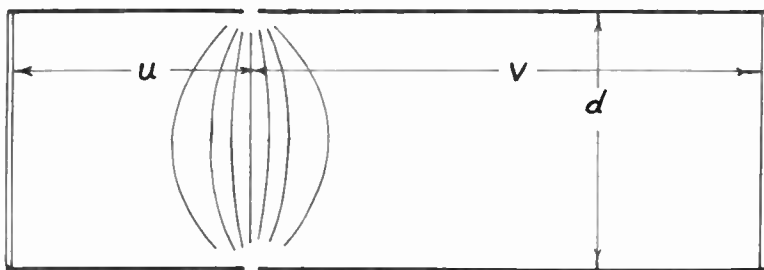


Fig. 1. — Système lenticulaire formé par deux cylindres coaxiaux.

optique de ce système est l'objectif d'une chambre de reproduction. Une solution satisfaisante de ce problème exige que l'image n'ait pas de distorsion, que le cercle de diffusion soit petit, que l'ouverture effective de la lentille soit grande, et que la surface de l'objet et de l'image soient également grandes. Le grossissement de ce système devrait être voisin de l'unité, c'est-à-dire entre 0,5 et 3.

Considérons comme base de ce système le champ entre deux cylindres coaxiaux de même diamètre. La figure 4 montre le schéma d'un tel appareil. La cathode est une surface photo-électrique semi transparente, que nous décrirons plus loin. L'écran d'observation, analogue à ceux qu'on emploie dans l'oscillographe à rayons cathodiques, est formé par une mince couche de Willemite spéciale, déposée sur le fond de verre du tube. Une différence de potentiel est appliquée entre les deux cylindres, la cathode et le cylindre adjacent étant reliés, tandis que l'écran et le long cylindre sont rendus positifs. Lorsqu'une image optique est projetée sur la photo-cathode, chaque point de celle-ci émet des électrons en proportion de l'intensité de lumière qu'il reçoit. Ces électrons forment,

grâce à la lentille électrostatique située entre les deux cylindres, une image renversée sur l'écran fluorescent. Comme ce système doit former la base du tube que nous décrirons plus loin, il est bon de l'examiner en détail, tant au point de vue théorique qu'expérimental. La distribution du potentiel peut être déterminée par les intégrales de la figure 5. Une solution de ces équations donne la

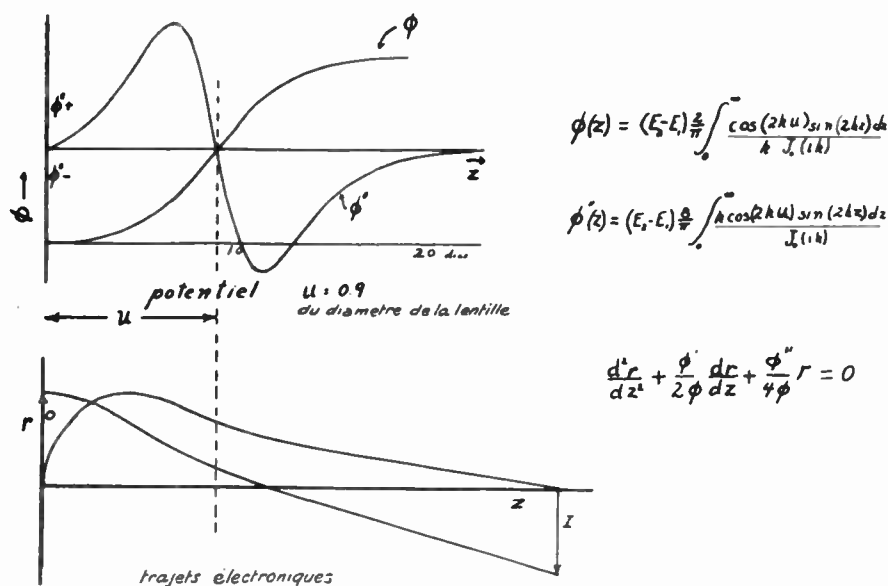


Fig. 5.

distribution axiale du potentiel représentée sur cette figure, ainsi que la dérivée seconde du potentiel. Ces fonctions permettent de calculer le trajet des électrons à l'aide de l'équation du trajet bien connue. La courbe inférieure montre le trajet d'un électron qui abandonne le centre de la cathode obliquement par rapport à l'axe, ainsi que le trajet d'un électron quittant la cathode sans vitesse initiale en un point situé hors de l'axe, et donne ainsi le grossissement du système.

La position de l'image est déterminée par la distance « u » entre la cathode et la séparation des deux cylindres (que nous appellerons, pour plus de commodité « lentille »). Des mesures de la distance lentille-image V en fonction de « u » ont aussi été faites, en employant à cet effet un tube à cathode et écran mobiles. La figure 6

donne les résultats du calcul et de l'expérience sur la courbe donnant V en fonction de « u », ces deux valeurs elles-mêmes étant exprimées en diamètres du canon. Cette figure fournit aussi le grossissement « m » en fonction de $V/2u$. Cette courbe montre que, pour une grande échelle, le grossissement est exprimé avec une très bonne approximation par la formule $m = \frac{V}{2u}$. Il est à noter que la position de l'image est indépendante de la différence de potentiel entre les deux cylindres.

La difficulté pratique réside dans le fait qu'il est presque impossible de construire et de monter les cylindres de manière que l'image

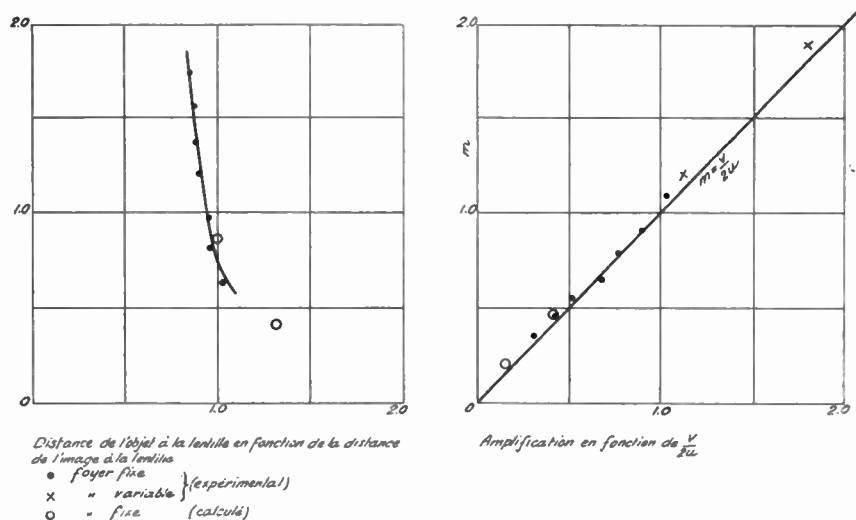


Fig. 6.

soit parfaitement au foyer. Il est évidemment impossible de construire le tube de façon que ses dimensions puissent être modifiées après pompage et scellement, et ce serait, d'ailleurs peu pratique, quoique possible. Afin de concentrer électrostatiquement les électrons, il est nécessaire de changer la courbure des surfaces équipotentielles au niveau de la « lentille », sans changer le champ au voisinage de la cathode. La meilleure solution consiste à choisir, pour réaliser le cylindre entre la cathode et la lentille, une matière résistante, de sorte qu'un gradient de potentiel puisse être établi le long du cylindre. L'expérience a montré que, si le cylindre catho-

dique est subdivisé en 4 anneaux, ou plus, chacun d'eux étant porté à un potentiel croissant, la distorsion de l'image n'est pas plus grande qu'avec le tube cintré mécaniquement. Le grossissement de ce type de tube est donné par le même rapport que dans le cas précédent c'est-à-dire $m = \frac{V}{2u}$. Ces deux types de tube donneront une

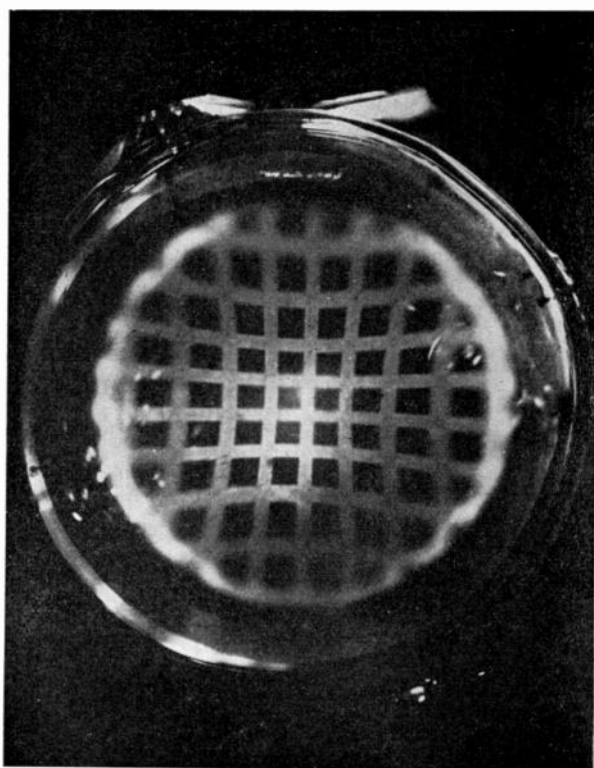


Fig. 7.

image parfaitement satisfaisante si la portion utilisée de la surface cathodique est petite. Cependant, l'image possèdera deux défauts : tout d'abord, il subsiste une distorsion « en pelote », c'est-à-dire que la surface image ressemble à une pelote d'épingle; ensuite un foyer parfaitement net ne peut être obtenu que pour les points suffisamment distants du centre de l'écran. La figure 7 est une photographie de l'image sur l'écran fluorescent, quand la cathode entière est illuminée par une grille rectangulaire. Une étude graphique

montre que le champ de l'image est courbé, de façon à être convexe vers la lentille. Sans changer le système de lentille, nous possédons deux moyens de corriger la distorsion en question : on peut, ou bien produire un gradient radial de potentiel le long de la cathode, ou bien, donner une forme appropriée à la surface cathodique.

La première méthode n'offre pas de grand intérêt pratique, mais elle est intéressante au point de vue théorique. Elle peut être réa-

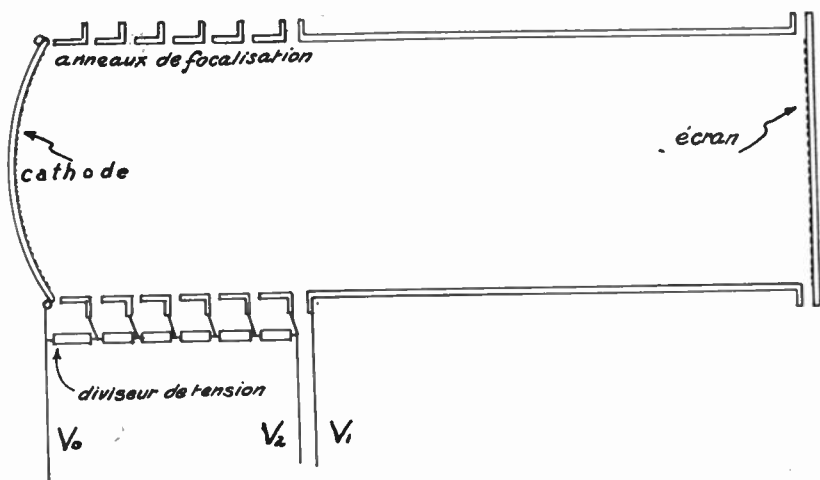


Fig. 8. — Tube à grossissement invariable.

lisée en rendant résistant le film de la cathode semi-transparente et en y faisant passer un courant électrique radialement, du centre vers la périphérie. La résistance du film n'est cependant pas uniforme, elle est la plus petite au centre et croît proportionnellement au carré du rayon, vers le bord. En rendant positif le centre et en proportionnant correctement la résistance, les deux défauts ci-dessus peuvent être corrigés. Cependant, comme le contact électrique doit être assuré au centre du film, il est impossible d'éviter que le centre de l'image ne soit taché. Il est intéressant de noter que ces cathodes peuvent se corriger elles-mêmes pour une certaine valeur de l'intensité lumineuse, en donnant au film une haute résistance uniforme. Le courant photo-électrique produit alors lui-même un gradient de potentiel le long de la cathode, exactement comme le faisait le courant radial dans le cas précédent. Le désavantage de cette

solution du problème est que la correction n'est complète que pour une seule valeur de l'intensité lumineuse. D'autre part, l'éclairage de l'image optique doit être bien uniforme.

La seconde méthode, celle qui consiste à donner une forme spéciale à la cathode, est beaucoup plus pratique, et peut donner une excellente image sur toute la surface cathodique. Pour faire

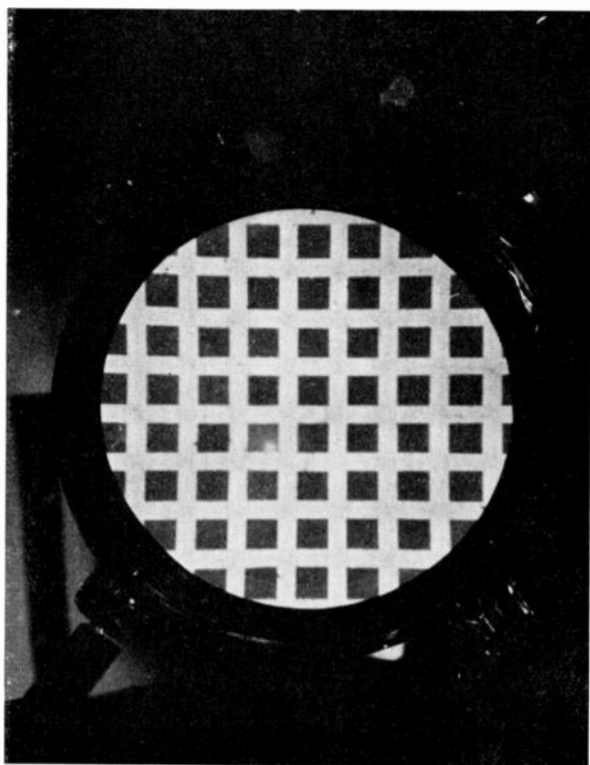


Fig. 9.

cette correction, la surface de la cathode est rendue *concave* vers la lentille, et la forme des surfaces équipotentielles peut alors être réglée de manière à obtenir une image parfaite. L'expérience a montré que, si la cathode est sphérique et d'un rayon égal à la distance cathode-lentille u , on peut obtenir des résultats très satisfaisants. La figure 8 montre la disposition schématisée d'un tube à cathode courbe et anneaux de focalisation. Mentionnons qu'il n'est pas nécessaire de prévoir des conducteurs séparés pour

chacun des anneaux qui composent les cylindres de focalisation. Le potentiomètre qui fournit la tension de ces anneaux peut être monté à l'intérieur même du tube. Une photographie obtenue avec la grille précédente est représentée sur la figure 9. On voit que l'image est d'une netteté uniforme, et que la distorsion « en pelote » est négligeable.

Jusqu'ici, nous n'avons parlé que de systèmes à lentilles sans diaphragme. Bien que la présence d'un diaphragme complique

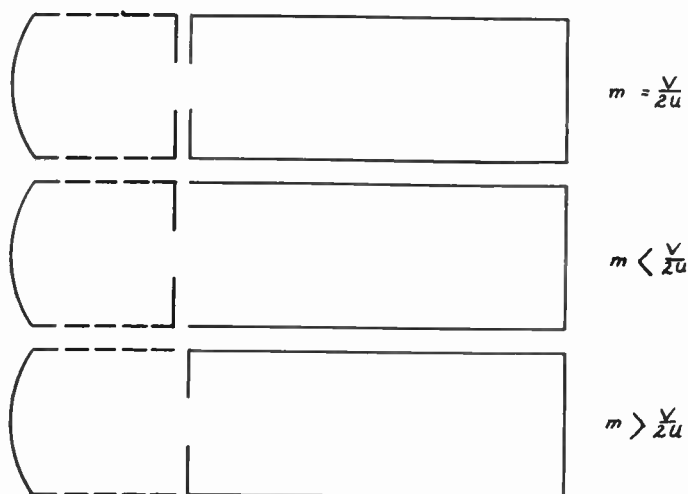


Fig. 10. — Disposition des diaphragmes.

quelque peu notre figure du champ électrostatique constituant la « lentille électronique », certains caractères restent les mêmes. Le champ possède une symétrie axiale comme avant; le système « lentille », pris comme un ensemble, est efficace et peut produire une image réelle, et finalement, le même type de distorsion d'image a lieu, comme dans les tubes décrits ci-dessus, à moins qu'on n'aie recours à une cathode corrigée.

Trois formes de diaphragmes appliqués au type de tube précédemment décrit sont indiquées sur la figure 10. La première catégorie comporte deux diaphragmes symétriques. Avec ce système, le grossissement s'exprime par $m = \frac{V}{2u}$, comme auparavant. Cependant, la distance focale pour un rapport donné de V_1/V_2 est plus

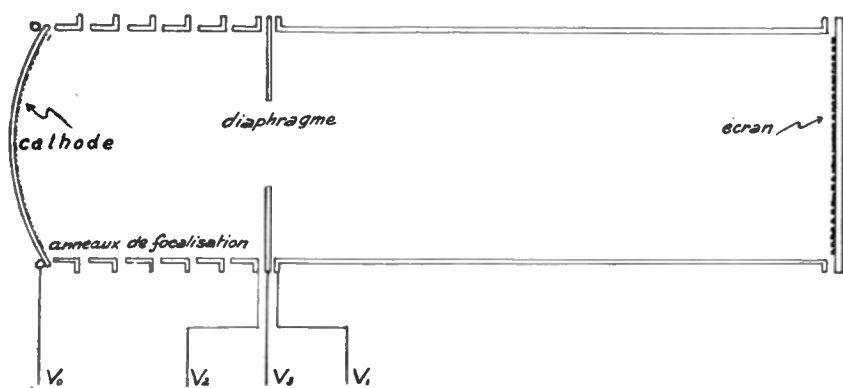


Fig. 11. — Tube à grossissement variable.

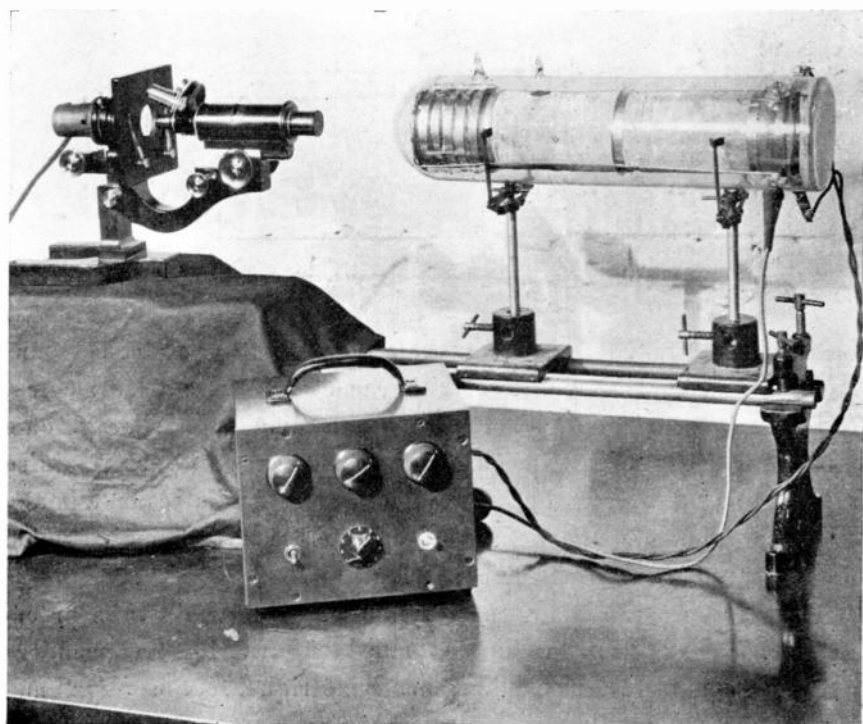


Fig. 12.

petite. Cela veut dire que la différence de potentiel entre le cylindre d'anode et l'anneau final de focalisation peut être réduite, ce qui simplifie, par conséquent, le problème de l'isolement, et

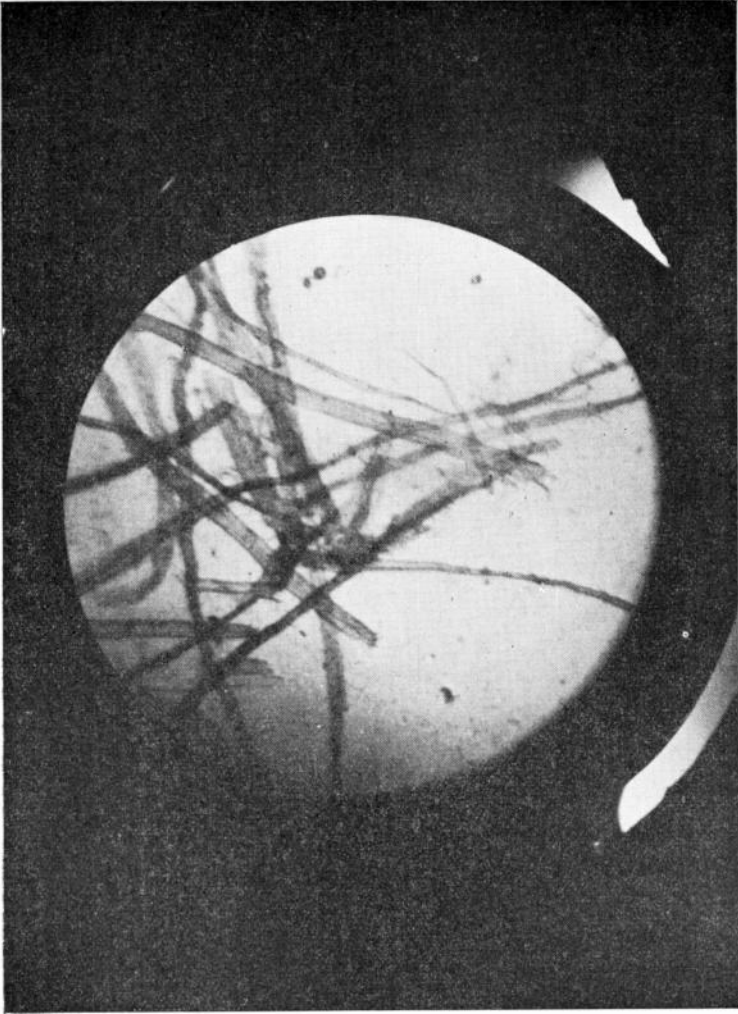


Fig. 13.

diminue le danger d'une décharge sur la cathode froide. Lorsque les diaphragmes ne sont pas semblables, le grossissement n'est plus donné par la formule $m = \frac{V}{2u}$. Si le diaphragme du cylindre

d'anode est plus petit que l'ouverture de l'anneau final, le grossissement est plus grand que celui indiqué par l'expression ci-dessus, tandis que si l'ouverture de l'anode est plus grande, le grossissement est plus petit. L'emploi d'ouvertures différentes permet

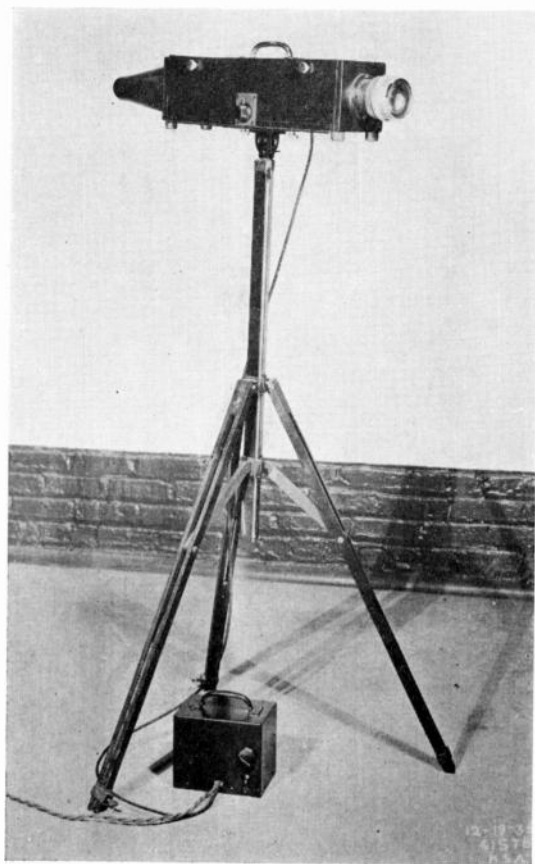


Fig. 16.

d'avoir une grande variation du grossissement dans des tubes qui, par ailleurs, sont d'une construction identique.

Le dernier cas à considérer est celui de la figure 11. Ce type de lentille possède un diaphragme à mi-chemin entre le cylindre d'anode et l'anneau final de focalisation, et qui est porté à un potentiel V_3 . Il est à noter que lorsque le potentiel V_3 du diaphragme est égal à celui de l'anode, les conditions sont analogues

à celles décrites plus haut, lorsque l'ouverture du cylindre d'anode est plus petite que celle de l'anneau final, et le grossissement est alors plus grand que $V/2u$. De même, quand V_3 est égal au potentiel de l'anneau, le grossissement est minimum. Pour des

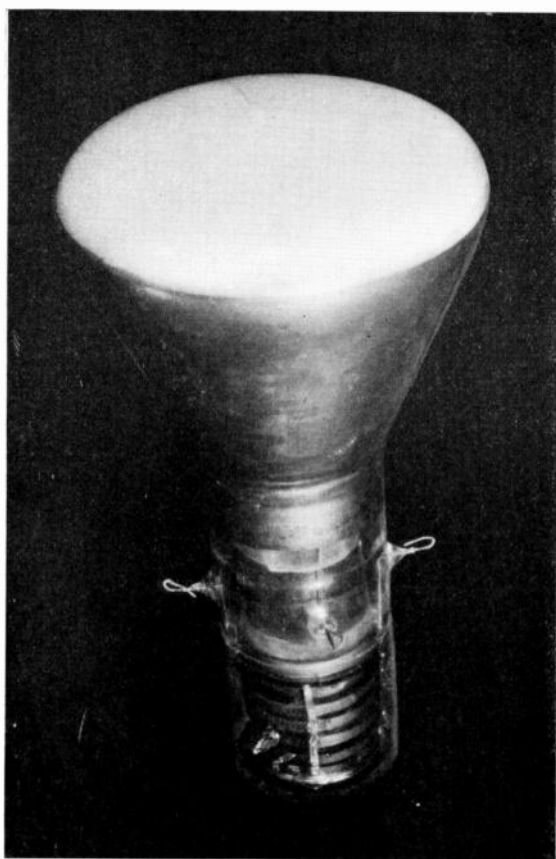


Fig. 17.

valeurs intermédiaires de V_3 le grossissement varie entre les valeurs extrêmes.

La distorsion en « pelote » est maxima quand V_3 est au potentiel de l'anneau, ou à un potentiel inférieur, mais décroît rapidement quand V_3 augmente. Sur presque toute la gamme des grossissements, une cathode courbe donnera une correction satisfaisante. Cette remarque permet de construire un tube donnant une image

très satisfaisante, et dont le grossissement peut être modifié électriquement. Une application intéressante est constituée par le télescope électronique. Un objectif à grande ouverture donne une image sur la cathode d'un tube, sensible à l'infra-rouge. L'image électronique, qui tombe sur l'écran fluorescent, rend visible l'image infra-rouge. Un dispositif de ce genre peut être employé pour l'étude de la visibilité dans le brouillard et la fumée par rayons infra-rouges, pour la signalisation, etc. Une autre application se rapporte à la microscopie en infra-rouge. La figure 12 montre un tube à image, et le microscope correspondant, disposés pour l'emploi des rayons infra-rouges. L'image apparaissant sur l'écran fluorescent est reproduite sur la figure 13 (qui se rapporte à l'observation d'une feuille de papier d'emballage).

Les autres figures (14 et 15) hors-texte ont été obtenues en photographiant l'écran fluorescent pendant la projection d'une image infra-rouge sur la cathode. Ces figures illustrent bien le caractère de fidélité de l'image obtenue. La figure 16 est une photographie d'un télescope électronique et la figure 17, une photographie d'un tube à image, avec écran de 22 centimètres de diamètre.

II. — MULTIPLICATEURS D'ÉLECTRONS PAR ÉMISSION SECONDAIRE

Laissant de côté l'optique électronique appliquée à la formation d'images, nous passerons maintenant à la discussion d'un autre domaine où son application est extrêmement importante. Il s'agit du multiplicateur d'électrons à émission secondaire. Nous insisterons surtout sur le principe général de la construction et du fonctionnement de ces multiplicateurs, plutôt que sur l'optique électronique elle-même.

Depuis plusieurs années on sait déjà que, si certaines surfaces sont bombardées à l'aide de rayons cathodiques, elles sont le siège d'émissions électroniques. Cet effet, connu sous le nom d'*émission secondaire*, a, depuis longtemps, été étudié par un grand nombre de savants, tels que Lenard, Hull, Von Bayer, etc.

L'étude de ce phénomène a révélé que le nombre d'électrons émis est proportionnel au courant initial, le facteur de multipli-



Fig. 2.



Fig. 11.

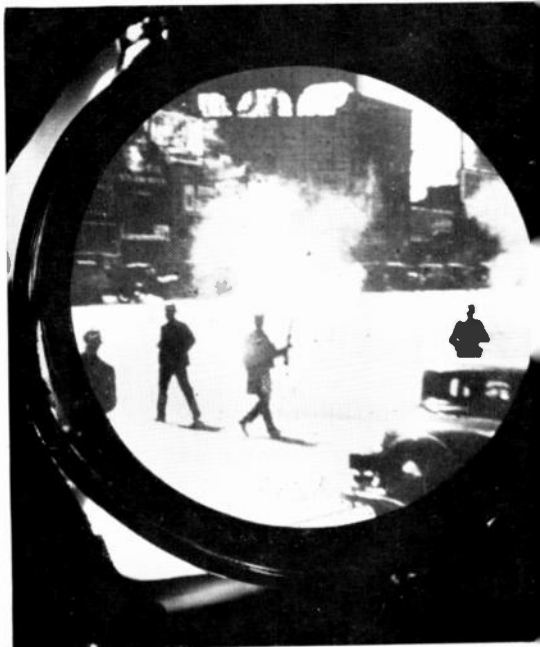


Fig. 15.

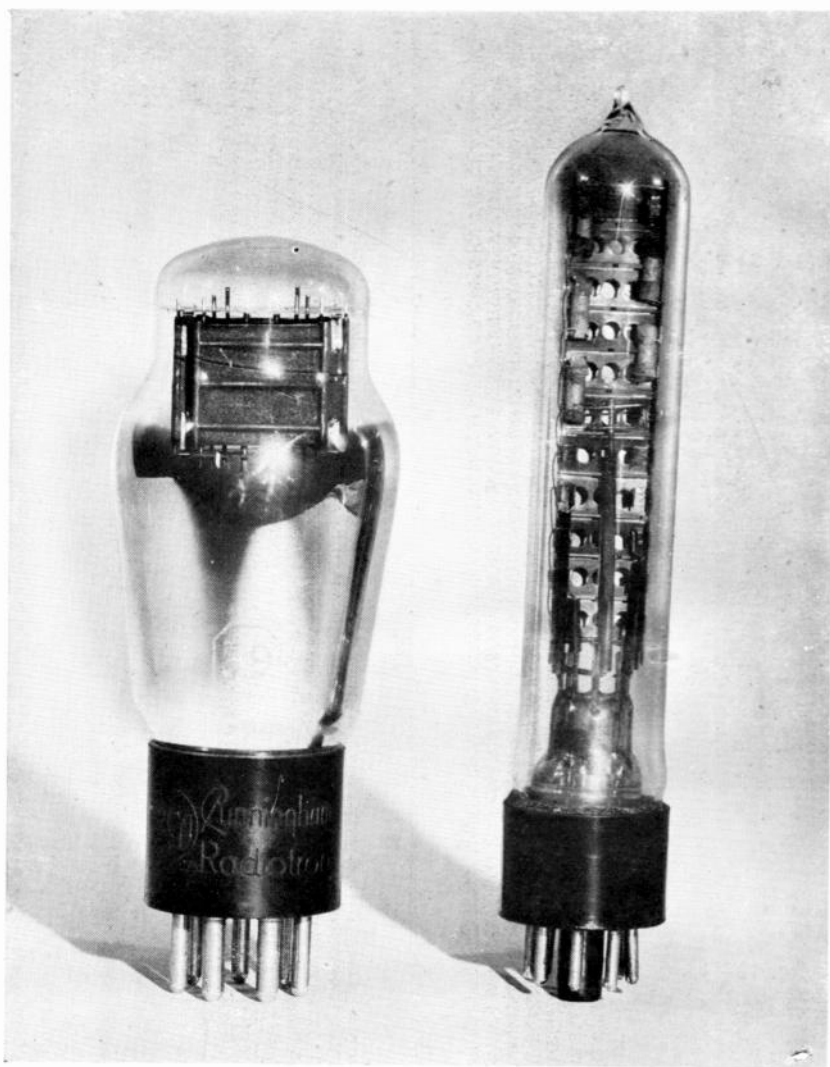


Fig. 31.

On notera, dans le multiplicateur, les plaques successives, sur lesquelles se font les réflexions d'électrons, et, entre les cinq plaques supérieures, les résistances formant potentiomètre et réglant les tensions de chaque électrode.

cation variant d'une simple fraction à 10 environ. La valeur de ce facteur dépend de la surface employée, et de la vitesse de bombardement des électrons. Quoique ces faits soient connus depuis longtemps, aucune utilisation pratique n'en avait été faite, à l'exception du dynatron, inventé par le docteur HULL. En effet, l'émission secondaire avait surtout été considérée comme un obstacle sérieux dans la construction des tubes thermioniques à vide poussé, et des recherches multiples avaient porté sur sa réduction et sa suppression plutôt que sur son utilisation.

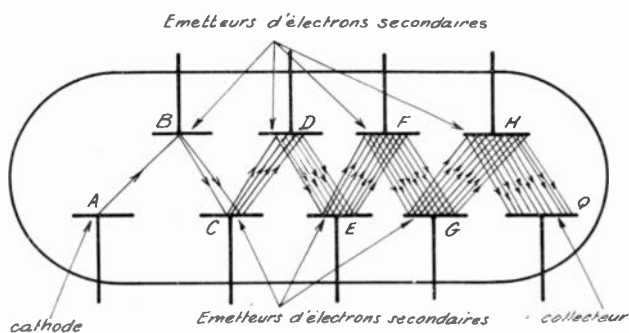


Fig. 18. — Multiplicateur d'électrons à émission secondaire, simplifié.

Au cours des quinze dernières années, il avait été toutefois reconnu que l'émission secondaire pouvait être utilisée pour amplifier un petit courant électronique initial, et de nombreux chercheurs avaient concentré leurs efforts dans ce domaine. Des brevets basés sur cette idée ont été déposés en 1919 par Slepian, suivi ensuite par Jarvis et Blair, Jams, l'arnsworth, et d'autres. La méthode générale consiste à permettre au courant électronique initial de donner un choc sur une cible, qui a été sensibilisée pour produire l'émission secondaire. Les électrons secondaires émis par cette surface sont dirigés sur une seconde cible qui produit encore d'autres électrons, la multiplication pouvant se répéter ainsi aussi souvent qu'on le désire. La figure 18 montre bien ce processus.

Les électrodes A, B, C, etc., sont constituées par plusieurs surfaces planes à grande émission secondaire, portées à des potentiels croissants. Le courant électronique, qu'on veut multiplier, est dirigé vers A. Cette surface produit des électrons secondaires,

qui se dirigent vers la surface B, qui, à son tour, donne des électrons secondaires se dirigeant vers C, etc...

Après un nombre suffisant d'étages multiplicateurs, les électrons secondaires de la dernière surface sont rassemblés sur le collecteur Q. Si R est le nombre d'électrons secondaires par électron primaire de chaque étage, et n le nombre total d'étages, le courant initial I_0 sera multiplié jusqu'à atteindre le courant de sortie $I = I_0 R^n$. Il est clair que le gain total croît très vite avec le nombre d'étages.

Une seconde catégorie de multiplicateurs a été décrite par P. T. Farnsworth, dans laquelle les électrons ont un mouvement de va-et-vient seulement entre deux cibles et reçoivent leur énergie d'un champ électrique de haute fréquence. Nous ne décrirons ici que le type statique utilisant des cibles successives, dans lequel le nombre de chocs peut être rigoureusement contrôlé, et pour lequel, par conséquent, la stabilité est très grande. Le problème de la construction d'un multiplicateur à gain élevé n'est cependant pas aussi simple qu'il paraît à première vue. Un multiplicateur simplifié, construit suivant le schéma de la figure 18, serait presque complètement inopérant, car, pratiquement, les électrons quittant une cible ne se dirigent pas tous vers la suivante, mais descendent simplement le long du tube, et se réunissent sur le collecteur final, presque sans aucune multiplication. Dans un bon multiplicateur, les cibles doivent avoir une grande émission secondaire, mais encore être prévues pour concentrer les électrons primaires à l'arrivée, et pour éloigner les électrons secondaires émis, avant de les concentrer sur la cible suivante.

A. CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

1. Émission secondaire.

Comme le bon fonctionnement des multiplicateurs repose sur la valeur de l'émission secondaire des cibles, il est de première importance de trouver la meilleure surface à utiliser. Dans cette recherche on ne peut espérer un grand concours de la physique théorique. La théorie de l'émission secondaire a été le mieux

définie par H. Fröhlich en 1932, par la mécanique quantique (voir H. Fröhlich, *Ann. der Phys.*, 1932, volume 13; n° 2, p. 229-248). H. Fröhlich a calculé la probabilité du transfert d'énergie entre l'électron primaire incident et un électron de conduction mobile dans le champ périodique du potentiel du métal, dans le cas où l'échange est tel qu'il donne à l'électron de conduction une énergie suffisante pour s'échapper. En se basant sur cette hypothèse, il conclut que les métaux à structure cristalline, à grand

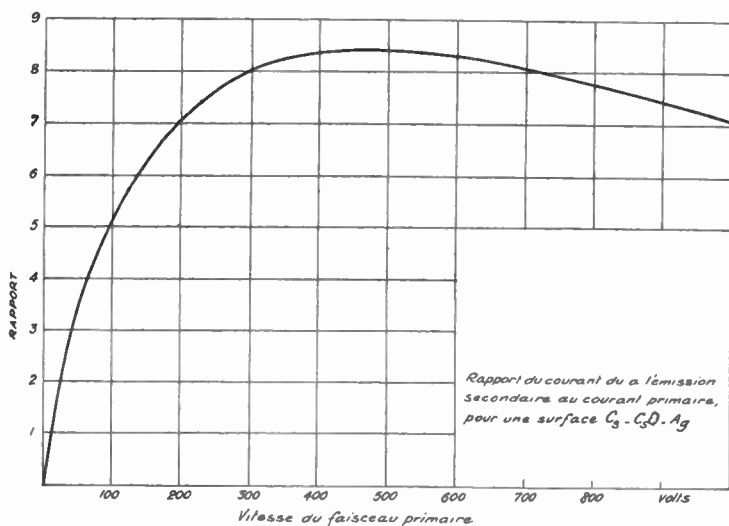


Fig. 19.

écartement moléculaire et à faible travail d'extraction, devraient être les meilleurs émetteurs. Mais ce raisonnement ne se rapporte qu'aux surfaces métalliques simples.

Par voie expérimentale, on avait trouvé que le rapport d'émission de surfaces métalliques simples est invariablement au-dessous de celui de surfaces composées, comme pour l'émission photoélectrique. Comme la connaissance théorique de l'émission secondaire ne s'étend pas à ces surfaces composées, on ne peut alors que se référer à des bases plus ou moins empiriques, en ne perdant pas de vue que, toutes choses égales d'ailleurs, une surface à faible travail d'extraction sera probablement le meilleur émetteur. Un grand nombre de surfaces à faible travail d'extraction avaient donc été mises à l'étude, ayant comme métaux de base l'Argent,

le Berylium, le Tantale, le Nickel, l'Aluminium, le Zirconium, le Calcium, le Tungstène, etc... et le Sodium, le Potassium, le Rubidium et le Caesium comme couches de surface. Les meilleurs résultats ont été obtenus jusqu'ici avec les oxydes d'argent, le Berylium, ou le Zirconium comme base, et avec le Caesium comme couche de surface. Ces surfaces permettent d'atteindre un rapport maximum de 8 à 10, avec des électrons de 400 à 600 v.

La figure 19 est une courbe du rapport $\frac{\text{émission secondaire}}{\text{émission primaire}}$ pour des surfaces de Caesium — Oxyde de Caesium — Argent, pour diverses tensions de bombardement.

La méthode de préparation de cette surface ressemble beaucoup à celle qui est employée pour la préparation de la cathode d'une cellule photo-électrique à Caesium, à vide poussé.

2. Efficacité des multiplicateurs.

Il y a deux façons de considérer l'efficacité d'un multiplicateur. La première concerne l'efficacité de l'émission secondaire comme source d'électrons, exprimée en ampères par watt fourni, tandis que la seconde se rapporte au gain qu'on peut obtenir pour un certain voltage global donné, en fonction du nombre d'étages et de la tension par étage. La seconde de ces deux considérations est la plus importante au point de vue pratique, mais les deux méritent d'être discutées.

D'après la figure 19, la courbe du courant émis par watt, en fonction de la tension de bombardement, peut facilement être calculée (fig. 20). Cette courbe montre qu'à son maximum, vers 30 v., l'émission est de 60 ma. par watt, descendant à 45 ma. par watt à 100 v. et à 17 ma. par watt à 500 v. A titre de comparaison, on rappellera qu'une bonne cathode thermionique à tungstène thorié donne 50-75 ma. par watt, tandis qu'une très bonne cathode à couche d'oxyde peut fournir jusqu'à 100 ma. par watt. Ainsi, bien que l'émission secondaire ne soit pas le moyen le plus efficace pour obtenir le courant électronique, elle se classe néanmoins honorablement vis-à-vis des autres méthodes. La question du gain total maximum ressort plus clairement de la figure 21. Cette

famille de courbes montre le gain pouvant être obtenu dans les

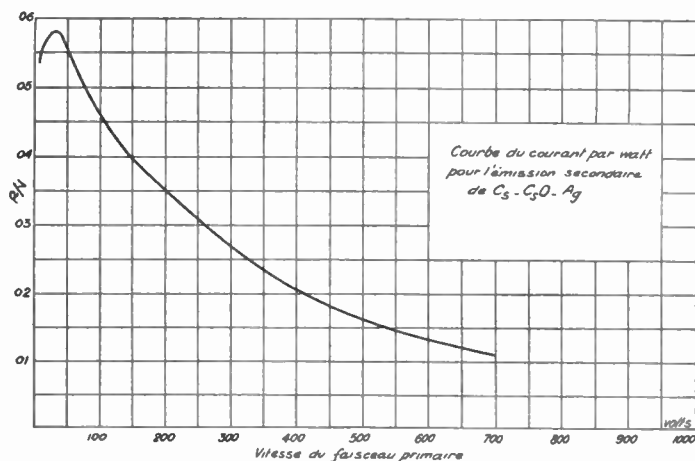


Fig. 20.

multiplicateurs pour divers nombres d'étages, en fonction de la tension. Ces courbes indiquent que le multiplicateur le plus

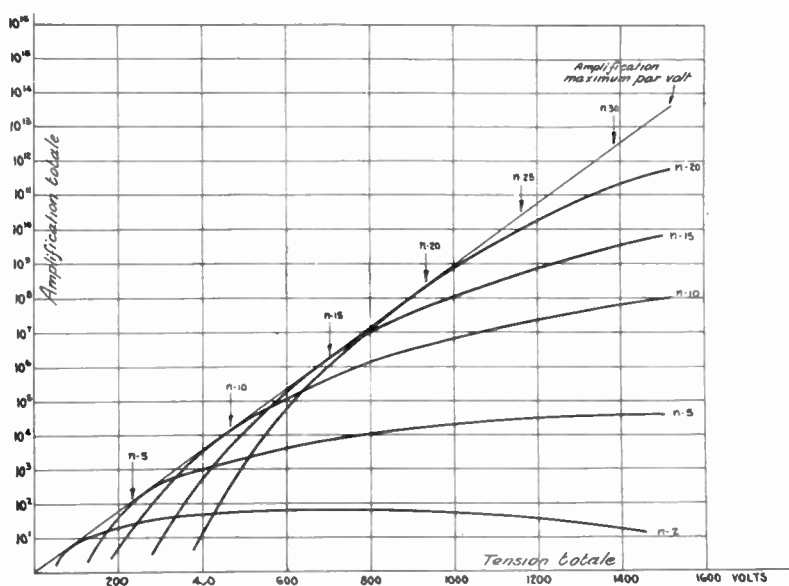


Fig. 21. — Amplification obtenue avec un multiplicateur à émission secondaire.

efficace est celui qui fonctionne à 40-50 v. par étage. Opérant de cette façon, on peut obtenir des gains très élevés. Par exemple,

un multiplicateur de 10 étages à 500 v. donnera un gain de 30.000 tandis qu'un multiplicateur de 15 étages à 800 v. multipliera le courant initial par 10 millions.

Il est à noter que les courbes de la figure 21 et les tensions globales données ne comportent pas la tension entre le collecteur et la dernière cible, car celle-ci dépendra de l'usage auquel le tube est destiné.

3. « Bruit de fond » du multiplicateur.

Abordons maintenant la question du « bruit de fond », qui est le facteur limitant l'amplification dans ces multiplicateurs. Nous devons principalement considérer la fluctuation statistique du courant électronique utile à travers le tube.

En se basant sur des considérations théoriques vérifiées par l'expérience, on peut constater que le rapport entre le signal et le bruit de fond, pouvant être obtenu par des multiplicateurs, est pratiquement celui qui est déterminé par les fluctuations du courant photoélectrique originel.

Deux facteurs limitent encore la sensibilité de ces multiplicateurs; ce sont : 1° l'émission thermionique des cibles d'émission secondaire, et, 2°, le bruit dû à l'émission d'ions positifs. Ces deux facteurs gênants peuvent être réduits si des précautions convenables sont prises. Pour de faibles illuminations, le gain dans le rapport entre le signal et le bruit de fond est de 60 à 200 fois, comparé avec un amplificateur ordinaire, dans les conditions habituelles de fonctionnement.

4. Sensibilité en fréquence.

La sensibilité en fréquence du multiplicateur à émission secondaire est constante dans une très large gamme de fréquences. Entre la limite supérieure et la fréquence la plus basse, jusqu'au courant continu, la sensibilité est essentiellement uniforme.

B. MULTIPLICATEUR MAGNÉTIQUE A ÉMISSION SECONDAIRE

1. Théorie.

Nous allons considérer maintenant un type de multiplicateur électronique à champ magnétique et électrostatique croisés, pour séparer et concentrer les électrons secondaires d'une cible à l'autre. Cette configuration de champs et d'électrodes a d'abord été suggérée par Slepian en 1919, en vue de la réalisation d'une cathode très émissive. La disposition générale d'un multiplicateur basé sur ce principe est indiquée dans la figure 22. Il comprend

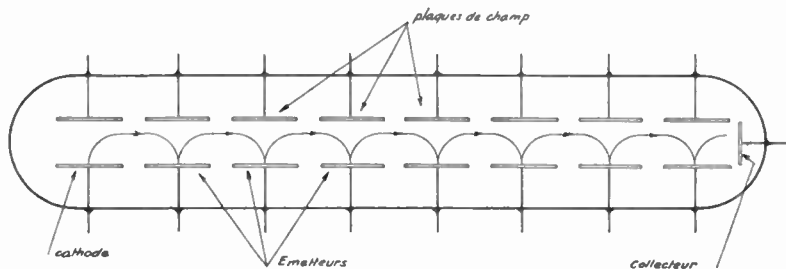


Fig. 22. — Multiplicateur à émission secondaire, magnétique.

deux rangées d'électrodes, la rangée inférieure représentant les émetteurs secondaires, tandis que la rangée supérieure sert uniquement à maintenir un champ électrostatique transversal entre les deux séries d'éléments. Chaque cible de la rangée inférieure est rendue positive par rapport à la précédente, de sorte qu'elle produira des électrons secondaires lorsqu'elle sera frappée par des électrons provenant de cette dernière. Un champ magnétique est établi dans le tube, perpendiculairement à son axe et au champ électrique entre les deux rangées de plaques. Les trajectoires des électrons sont courbées par les champs combinés, de manière qu'elles frappent la cible suivante, donnant naissance aux électrons secondaires, qui à leur tour sont déviés sur une autre cible, etc... Sous l'influence des deux champs, les électrons secondaires sont séparés des électrons primaires et sont concentrés sur les cibles suivantes. Ce dispositif de concentration peut être com-

paré à un système optique cylindrique; comme dans ce système, la concentration peut être presque parfaite dans une direction, mais très inefficace dans la direction opposée. Ceci signifie que des électrons provenant d'un point déterminé sur la cathode divergent et forment un spot elliptique sur la première cible. Les électrons émis par celle-ci divergent à leur tour et forment une ellipse plus grande sur la seconde cible, la grandeur du spot augmentant avec le mouvement des électrons vers le bas du tube.

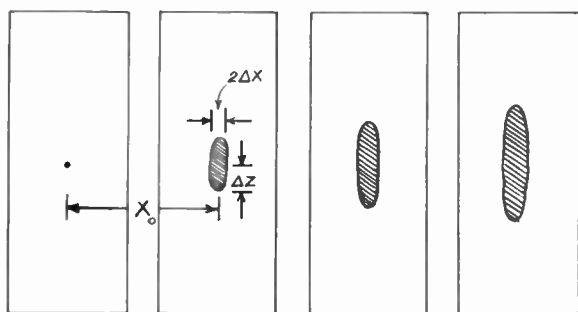


Fig. 23.

Ceci est illustré schématiquement sur la figure 23. Le spot peut devenir si grand que certains des électrons manquent la cible, et on a alors une diminution de l'efficacité des étages suivants. La divergence dans la direction transversale est telle qu'on pourrait avoir une perte considérable après un nombre relativement faible d'étages, à moins que des précautions spéciales ne soient prises pour empêcher ce défaut de concentration.

2. Principe et construction du multiplicateur magnétique.

Une représentation schématique de l'application des principes décrits ci-dessus à une cellule photo-électrique à multiplicateur, est donnée sur la figure 24. Des photoélectrons sont concentrés sur une cible 2_a . Des électrons secondaires de cette électrode sont ensuite concentrés sur la cible 3_a , donnant naissance à d'autres électrons, et ainsi de suite. Les électrodes sont montées dans le tube de manière que les plaques supérieures et inférieures soient aussi rapprochées que possible les unes des autres, de

façon à rendre grand le champ électrique, et à augmenter ainsi le courant pouvant être obtenu d'une cible donnée, avant la limite due à la charge spatiale. Cet espacement minimum est égal à la moitié de la distance entre les centres des cibles successives. Avec cette construction, on trouve que le courant qui peut être obtenu du tube n'est limité que par la puissance pouvant être dissipée en chaleur aux derniers étages, par les chocs électroniques. Afin de limiter la divergence latérale, les électrodes sont montées sur des lames verticales en mica. Des charges qui

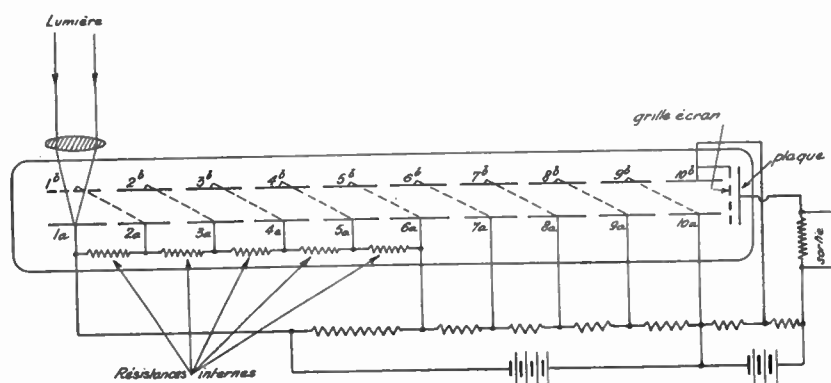


Fig. 24.

s'accumulent sur ces parois verticales modifient le champ de telle façon qu'elles introduisent une action supplémentaire de lentille qui limite la divergence latérale. Avec cette disposition, le nombre d'étages n'est limité que par le défaut de concentration. Mais ce défaut est si petit qu'on peut atteindre un grand nombre d'étages. La limite supérieure du nombre d'étages n'a pas encore été déterminée par l'expérience, quoique l'on ait déjà construit des multiplicateurs de 12 étages, sans perte de gain.

Lorsque des multiplicateurs travaillent avec un gain élevé, sur de grandes impédances, on rencontre certaines difficultés dues à des accrochages. Ces difficultés peuvent être éliminées en entourant l'électrode du collecteur d'une grille-écran, conformément à la figure 24. La grille sert d'écran électrostatique et empêche que les variations du potentiel du collecteur réagissent sur les étages précédents. Il s'ensuit aussi que la caractéristique du circuit de sortie

qui était précédemment celle d'une triode devient celle d'une tétrode ordinaire, à grille-écran.

Pour le fonctionnement de ce dispositif, il est nécessaire que les électrodes supérieures soient à un potentiel positif fixe par rapport à l'électrode inférieure correspondante, et que les différences de potentiel entre les électrodes adjacentes soient égales. Pour diminuer le nombre de conducteurs, il paraît avantageux de connecter les électrodes supérieures aux cibles inférieures, placées plus loin

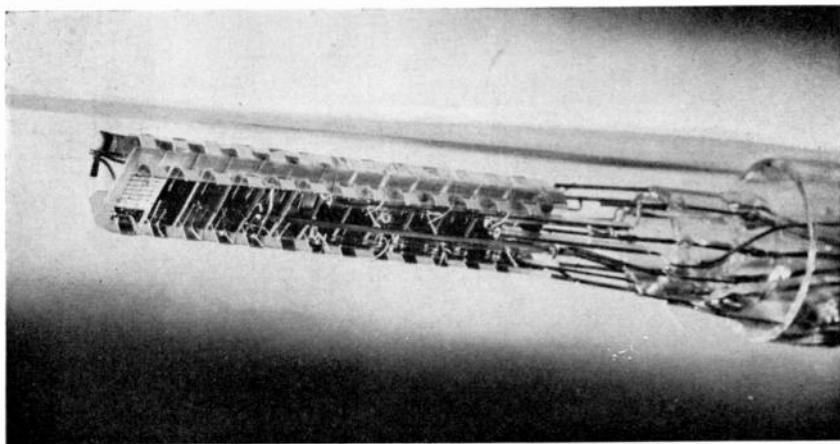


Fig. 25.

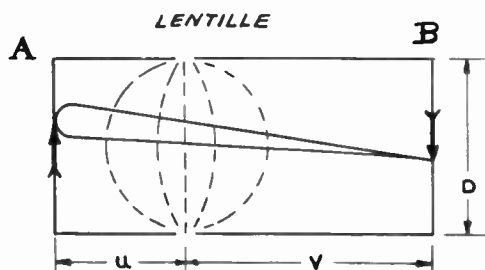
dans le tube. Cette réalisation donne des résultats satisfaisants. Comme les premières cibles ne recueillent presque pas de courant, leur potentiel peut être fourni par un potentiomètre.

Afin de diminuer encore le nombre des connexions dans un multiplicateur à plusieurs étages, on a jugé pratique d'incorporer ce potentiomètre des premiers étages dans le tube lui-même. On a pu faire fonctionner ce dispositif avec des tensions alternatives sur les électrodes. Le fonctionnement n'a alors lieu que pendant une partie de chaque période. La fréquence du courant alternatif appliqué doit dépasser la fréquence la plus élevée devant être transmise par le multiplicateur. Pour fournir le champ magnétique nécessaire, on a utilisé des aimants permanent, qui donnent de très bons résultats. Ils sont supérieurs aux électro-aimants au point de vue dimensions, et du fait que nulle puissance extérieure n'est exigée. La

figure 25 montre une photographie de la structure interne d'un multiplicateur à 12 étages, dans lequel le potentiomètre pour les cinq premiers étages est incorporé dans le tube.

C. MULTIPLICATEUR ÉLECTROSTATIQUE.

Là où l'application d'un multiplicateur à émission secondaire ne permet pas d'employer un champ magnétique, il est nécessaire d'avoir recours à un multiplicateur dans lequel les électrons sont



$$\frac{u}{v} = \frac{m+1}{m} \frac{D}{p}$$

$$m = 1$$

Fig. 26. — Système à lentille.

concentrés seulement par des champs électrostatiques. L'étude du système de concentration pour un multiplicateur de ce genre est semblable à celle qu'on rencontre dans le microscope électronique. On peut montrer qu'en général un champ électrostatique à symétrie axiale aura les propriétés d'une lentille, au voisinage de l'axe de symétrie. La distance de l'axe pour laquelle cette condition est satisfaite dépendra de la configuration du champ.

Le système de concentration du multiplicateur électrostatique est basé sur le champ existant entre deux cylindres coaxiaux. Comme on désire avoir un minimum d'étages de potentiel pour actionner le tube, un cylindre fera partie d'une cible, tandis que l'autre cylindre sera relié à l'émetteur suivant. La forme du champ est telle que les électrons d'une surface, au centre de la première cible, viendront

se concentrer au centre de la cible suivante, et que le grossissement de l'image électronique formée sera égal à l'unité.

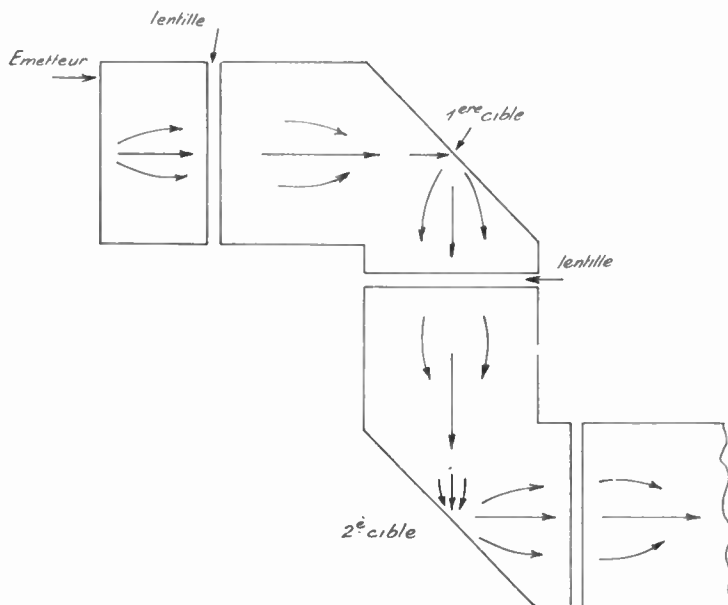


Fig. 27. — Multiplicateur type en L.

Ce système optique électronique est analogue à ceux décrits pré-

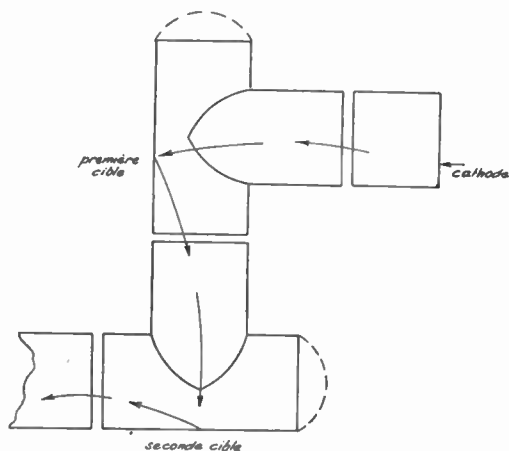


Fig. 28. — Multiplicateur type en T.

cédemment et est expliqué par la figure 26. Dans ce schéma, la lentille est formée entre les cylindres A et B, A étant à la masse

tandis que B est au potentiel E. Les électrons émis par la cathode en A, avec une vitesse très petite, sont déviés par la « lentille » formée entre les deux cylindres, et sont concentrés sur l'écran, ou électrode, en B, qu'ils frappent avec une vitesse correspondant à E volts.

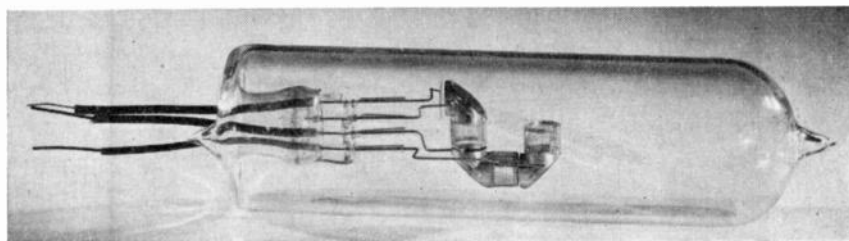


Fig. 29.

L'application de ce système optique conduit au multiplicateur dit du type en « L », dont la construction est indiquée sur la figure 27. Ce multiplicateur est parfaitement satisfaisant au point de vue de la concentration. Cependant, comme à chaque cible le champ d'extraction des électrons secondaires est assez faible, le multiplicateur est vite limité par la charge spatiale. De même, le point émissif de la

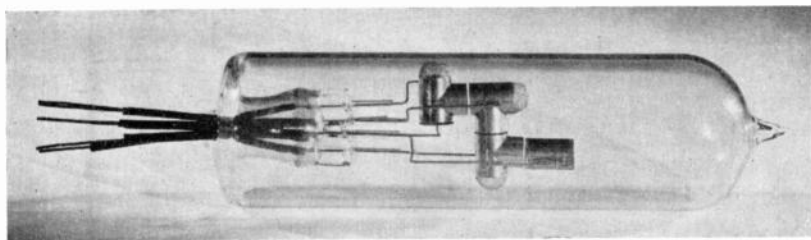


Fig. 30.

cathode initiale doit être petit si l'on veut maintenir une bonne concentration.

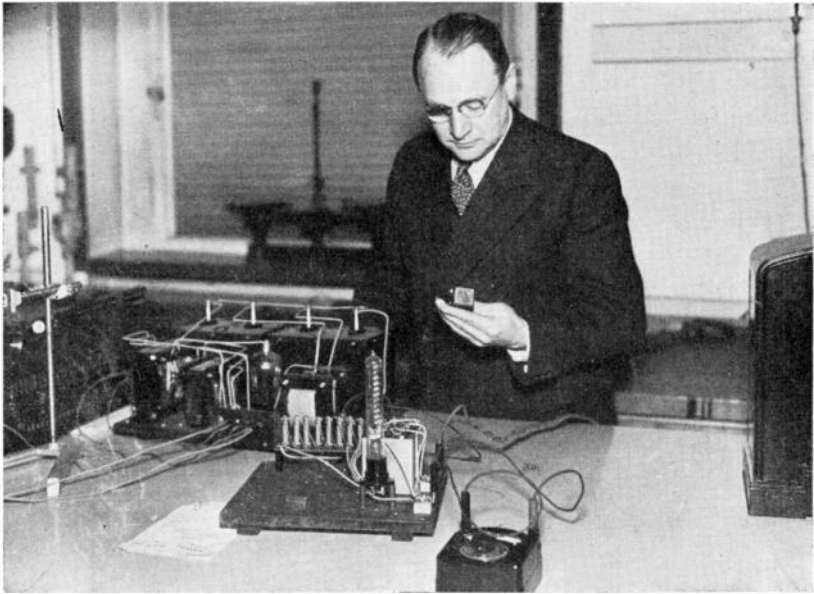
Un second type de multiplicateur a été mis au point. Son fonctionnement n'exige pas un foyer aussi net, et le champ collecteur des cibles est plus élevé. C'est le type de multiplicateur en « T », conforme à la figure 28. Ce multiplicateur est construit de façon que les sorties cylindriques des cibles soient les plus courtes possi-

ble, mais assez longues cependant pour que des électrons entrant par le tube central du « T » ne soient pas déviés par le champ de l'électrode suivante, ce qui leur ferait manquer la cible. Les cibles sont formées par la sensibilisation de tout l'intérieur des bras latéraux du « T ». Malgré cette disposition, où on emploie des courants de l'ordre d'un milliampère, il est nécessaire de faire fonctionner le multiplicateur à une tension suffisamment élevée par étage, c'est-à-dire de 200 à 400 volts, si l'on veut éviter des effets de charge spatiale. Les figures 29 et 30 montrent des cellules photo-électriques à multiplicateur du type en « L » et du type en « T ».

D. APPLICATIONS.

L'application la plus immédiate de ces multiplicateurs est l'amplificateur photo-électrique. Cette application est considérablement simplifiée par suite de l'analogie entre les surfaces photo-électriques et les surfaces d'émission secondaire. Le type de multiplicateur qui convient le mieux à cet effet est celui qui combine les champs électrostatiques et magnétiques. Cela est dû à son excellente caractéristique de concentration et à la possibilité de supporter des courants de sortie intenses. Un tube de ce type ayant un gain de plusieurs millions, ou produisant 10 ampères par lumen, ou davantage, est à peine plus grand qu'une lampe ordinaire de réception. Une tension de 1.500 volts est nécessaire pour actionner ces tubes, mais comme le courant absorbé est petit, elle peut être fournie par un petit redresseur. Comme le multiplicateur remplace non seulement la cellule photo-électrique, mais aussi l'amplificateur qui l'accompagne, on a évidemment un gain élevé, avec une grande simplicité et une économie notable. Disons aussi que ces multiplicateurs sont très stables, insensibles aux influences extérieures et qu'ils possèdent une excellente courbe de réponse en fréquence. Un facteur encore plus important réside dans le fait que le bruit de fond produit est déterminé par le shot-effet photo-électrique seul. Il en résulte une augmentation de 50 à 200 fois du rapport du signal au bruit de fond, dans les conditions ordinaires de fonctionnement, aux valeurs extrêmement réduites de lumière. Ces avantages font de ce type de multiplicateur un excellent moyen pour transformer un signal lumineux en signal

électrique. Pour pouvoir comparer la grandeur de ce tube avec celle d'un tube de réception normal, nous donnons sur la figure 31 un multiplicateur à 10 étages et un tube RCA 59. Les applications des cellules photo-électriques à multiplicateurs sont variées, en particulier, la lecture de films sonores, la transmission d'images, le contrôle automatique de portes, des systèmes de signaux d'alarmes, les



(Photo Telefunken).

Au cours de son voyage en Europe, le professeur Zworykin a fait également, à Londres et à Berlin, des communications analogues à celle présentée, à Paris, à la Société des Radioélectriciens. La photographie ci-dessus le montre, au cours de la conférence qui a eu pour cadre la « Technische Hochschule » de Berlin. On voit sur la table le multiplicateur d'électrons et son échelle potentiométrique.

machines automatiques à classer, etc. Il y a encore bien d'autres applications dont l'importance peut devenir très grande. En général, ces multiplicateurs peuvent être utilisés dans tout dispositif où le signal à amplifier est produit sous forme de courant électronique. Cette application comprend, par exemple, les tubes commutateurs électroniques, tels que ceux qui sont employés pour les interrupteurs à enclenchement rapide, les systèmes acoustiques secrets, et les multiplicateurs de fréquence.

Comme amplificateur de tension contrôlée, le dispositif ne peut pas

être aussi facilement employé. Ceci est dû au fait que, pour coupler l'entrée d'un amplificateur au circuit extérieur, il est nécessaire d'employer une impédance de couplage, et ceci, comme dans le cas d'un amplificateur thermionique normal, limite le rapport signal-bruit de fond qu'on peut obtenir. Si l'on cherche à employer le système habituel de cathode thermionique et de grille de commande avec un multiplicateur, pour obtenir des résultats supérieurs à ceux d'un tube à vide ordinaire, on se heurte à des difficultés considérables. On peut obtenir une très grande sensibilité par volt appliqué à la grille, en n'utilisant pas une grosse partie du courant cathodique, et en employant ensuite un multiplicateur pour ramener le courant moyen à un niveau supérieur; ces recherches ne sont encore qu'à la phase expérimentale, et il est trop tôt pour se prononcer sur leurs perspectives d'avenir. Le multiplicateur à émission secondaire est encore un instrument trop récent pour qu'on puisse prédire toutes ses applications; cependant, il semble dès maintenant possible qu'il devienne un rival sérieux pour l'amplificateur thermionique, dans les nombreux domaines que ce dernier a occupés seul pendant longtemps, et il peut aussi ouvrir de nouveaux champs d'applications dans l'électronique des courants faibles.

D^r V. K. ZWORYKIN.

EXPÉRIENCE RÉALISÉE

Le D^r Zworykin avait apporté en France un de ses multiplicateurs à champ magnétique (du type représenté fig. 31). M. Chevallier, Ingénieur à la Compagnie des Compteurs, que nous tenons à remercier vivement, avait bien voulu se charger de le faire fonctionner en public, et l'expérience schématisée sur la figure ci-contre a été effectuée à la Sorbonne, à l'issue de la conférence.

Un pick-up PU envoie le courant produit sous l'action d'un disque de phonographe dans un amplificateur A à 3 étages (une lampe 77, deux lampes 47), modulant une lampe ponctuelle au néon N. Le faisceau lumineux, concentré par la lentille L, est reçu à plusieurs mètres sur la lentille L' et concentré sur la première électrode du multiplicateur M. Les tensions des électrodes successives sont

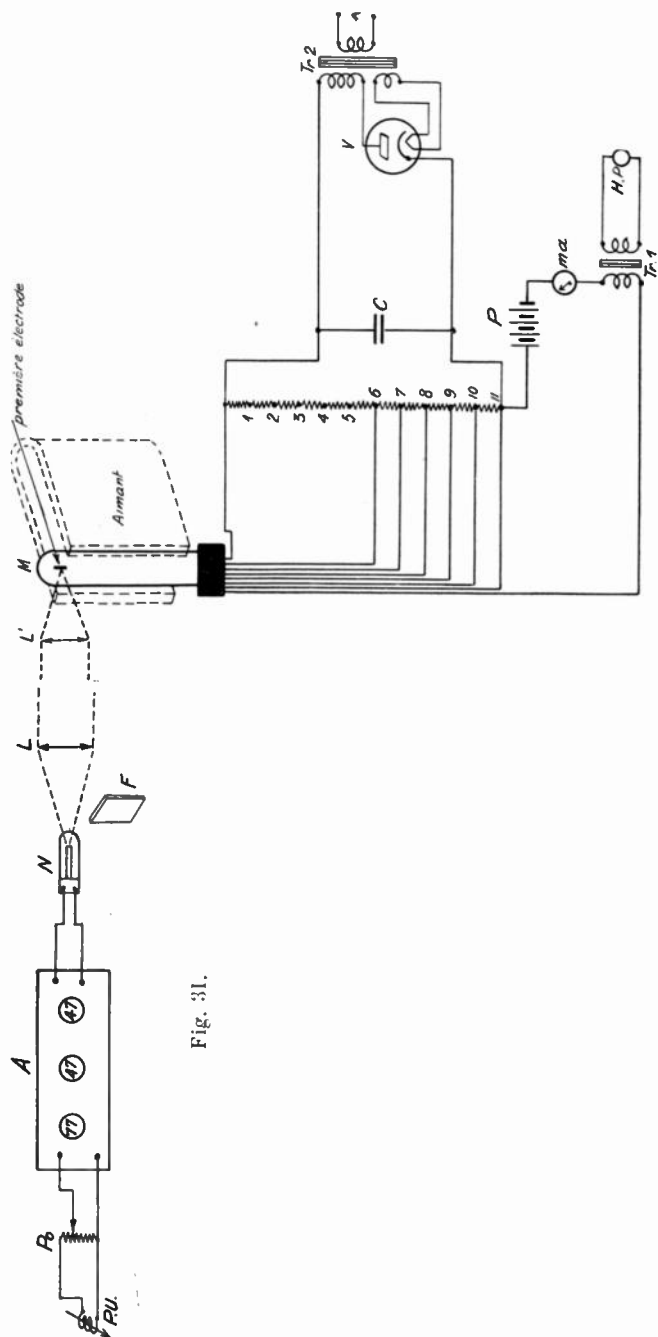


Fig. 31.

obtenues par la valve V alimentée par le transformateur Tr_2 , produisant 2.000 volts environ aux bornes du répartiteur potentiométrique constitué par la série des résistances figurées, de chacune 10.000 à 15.000 ohms. Pour les premières électrodes un répartiteur spécial est placé à l'intérieur même du tube, comme il a été indiqué plus haut. Une pile P, de 240 volts, alimente la dernière plaque, sur le circuit de laquelle est intercalé un milliampèremètre *ma* (indiquant 0,5 ma) et le transformateur Tr_1 du haut-parleur HP. L'aimant produit un champ magnétique sensiblement uniforme de 100 gauss environ, perpendiculaire au champ électrique.

Dans ces conditions, le haut-parleur reproduisait, avec une amplification considérable, les sons enregistrés sur le disque. La même expérience a été effectuée en lumière infra-rouge, en intercalant un filtre spécial F devant la lampe au néon.

Si les renseignements qui nous ont été fournis sont bien exacts, on pourrait prochainement se procurer, dans le commerce, des multiplicateurs du type utilisé dans cette expérience, pour un prix de l'ordre de 50 dollars.

(N. D. L. R.).

LA DISTORSION DANS LES AMPLIFICATEURS DE HAUTE FRÉQUENCE CLASSE B

par L. RUBIN

Ingénieur I.E.G. et RADIO E.S.E.

SOMMAIRE

L'auteur étudie les causes des distorsions linéaires et non-linéaires, apparaissant dans les amplificateurs d'énergie de haute fréquence modulée, classe B. Il examine les possibilités d'amélioration de la modulation et donne, à titre d'exemple, les résultats obtenus pour la Station de Radiodiffusion de LYON-TRAMOYES, de 100 kilowatts¹.

1^o Introduction.

La majorité des meilleures stations actuelles de radio-diffusion utilisent le système d'amplification d'énergie de haute fréquence modulée.

Ce système, déjà ancien, semble en effet très bien satisfaire aux exigences de qualité sans cesse croissantes.

Malgré la présence des systèmes nouveaux, souvent ingénieux, le système d'amplification de H. F. modulée ne perd nullement de terrain, surtout dans le domaine de la radiodiffusion, où la *qualité de la modulation et sa constance dans le temps* constituent les points les plus importants de l'ensemble des conditions que l'on peut demander à une bonne transmission radioélectrique.

Dans ce système, la modulation s'effectue sur un étage de faible puissance; l'énergie de haute fréquence modulée est ensuite portée à son niveau final par un ou plusieurs amplificateurs travaillant en classe B.

Étant donnée la faible puissance de l'étage sur lequel s'exerce

1. Cette station, construite par les Établissements KRAEMER, d'Asnières, pour le compte de l'Administration des P.T.T., est en exploitation depuis le 5 août 1935.

la modulation, la qualité de cette dernière est généralement très bonne et la modulation de la station entière dépend en grande partie des amplificateurs qui suivent l'étage modulé.

Le but de la présente note est d'étudier la distorsion linéaire et la distorsion non-linéaire introduite par ces amplificateurs.

On sait que la distorsion linéaire d'un amplificateur classe B est due d'une part à l'action du filtre de tension anodique et d'autre part à celle de l'impédance de charge généralement constituée par un circuit anti-résonnant. La courbe « amplitude-fréquence » d'un tel amplificateur présente un affaiblissement aux deux extrémités du spectre musical.

La distorsion non-linéaire qui apparaît dans les amplificateurs classe B est due à deux causes principales :

- aux courbures des caractéristiques des triodes employées,
- à l'action des filtres des différentes sources d'alimentation.

Les courbures des caractéristiques statiques introduisent une distorsion sensiblement indépendante de la fréquence de modulation; elle peut être déterminée partiellement en examinant les caractéristiques dynamiques de la triode (caractéristiques représentant le courant ou la tension anodique de haute fréquence en fonction de l'amplitude de l'excitation de grille). Ces caractéristiques dynamiques présentent habituellement une partie centrale rectiligne qui se termine par une courbure inférieure légère et une courbure supérieure plus sensible.

Les filtres des tensions d'anode et de grille introduisent une distorsion non-linéaire, principalement dans la partie inférieure du spectre musical.

2° Amplificateurs classe B.

On désigne habituellement sous ce nom les amplificateurs polarisés de telle façon que le courant anodique soit presque nul en l'absence de l'excitation de grille.

Une propriété essentielle d'un tel amplificateur est la relation approximativement linéaire qui relie le courant H. F. anodique et le courant anodique moyen à la tension d'excitation de grille.

L'emploi des formules basées sur la linéarité de ces caracté-

ristiques est une méthode approchée, mais suffisante pour être employée dans les divers calculs concernant les questions du rendement et de la puissance. De même, on peut négliger les courbures dans les calculs de la distorsion linéaire.

Par contre, la distorsion non-linéaire a précisément son origine dans les courbures des caractéristiques réelles; nous analyserons donc celles-ci dans les paragraphes consacrés à cette distorsion.

Nous avons montré, dans une étude antérieure, comment, en partant de l'équation des caractéristiques statiques, on peut déterminer les différents courants et tensions dans les circuits d'un amplificateur classe B.

En particulier, le courant anodique H. F. est lié à la tension d'excitation de grille, par la relation¹

$$I_o = \frac{ke}{z + 2p} \quad (1)$$

On peut démontrer facilement que la même relation reste valable pour une charge réactive à condition de tenir compte de la phase des différents courants et tensions.

Considérons un amplificateur classe B en régime de l'onde porteuse. L'amplitude de l'excitation de grille étant e , le courant instantané maximum sera I_m , le courant absorbé $I_a = \frac{I_m}{\pi}$ et le terme fondamental du courant H. F. $I_o = \frac{I_m}{2}$.

Si l'on module maintenant la tension d'excitation de grille à $K\%$, le circuit anodique sera parcouru par un courant, dont les principales composantes sont (dans le cas d'un amplificateur sans distorsion) :

1. On part de la caractéristique statique de la forme : $I = V - w + kU$. Considérons l'instant correspondant au maximum de la tension de grille et appelons I_m le courant anodique maximum. Dans ces conditions, la tension instantanée d'anode sera $V = v - ZI_o$ où Z est l'impédance de charge et I_o l'amplitude de la composante de fréquence fondamentale du courant anodique. La tension de grille correspondante sera alors $u + e$. D'autre part, le fonctionnement en classe B est caractérisé par la polarisation

$$u = \frac{v - w}{k}.$$

Finalement, comme le courant anodique a une forme d'une demi-sinusoïde, on a $I_o = \frac{I_m}{2}$, d'où la relation (I) ci-dessus (Voir *l'Onde Électrique*, août-septembre 1934).

1) composante alternative H. F. :

$$I_o = \frac{I_m}{2} \sin \Omega t (1 + K \sin \omega t)$$

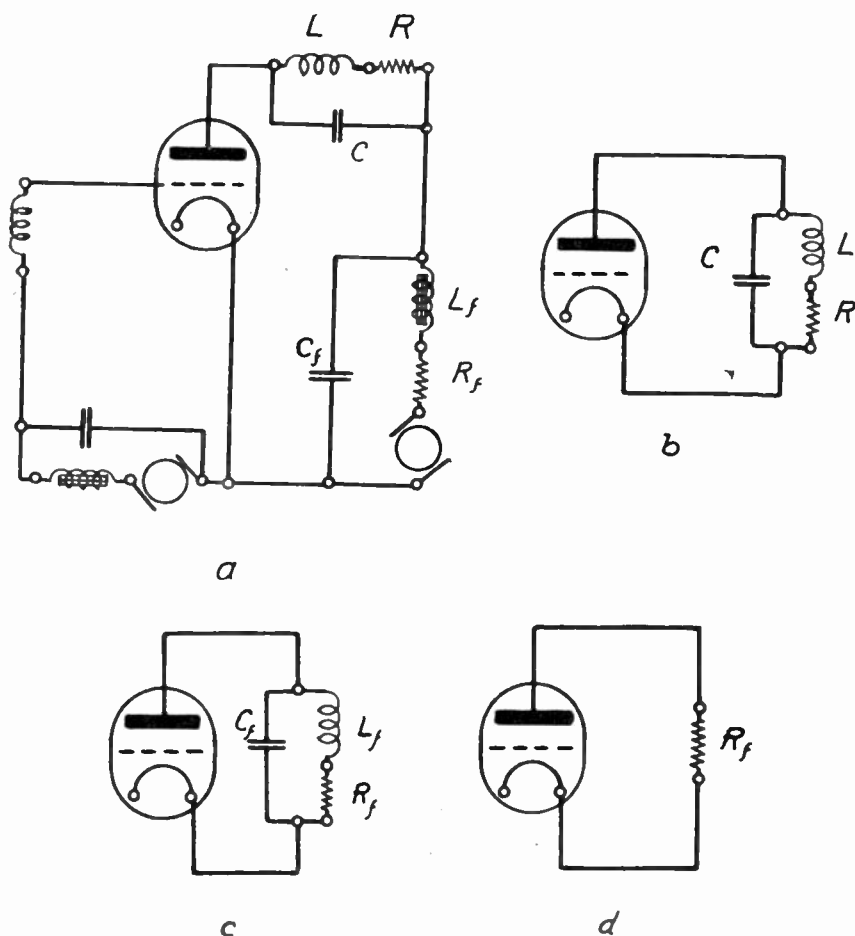


Fig. 1. — Circuits d'un amplificateur H. F., Classe B.

2) composante continue :

$$I_a = \frac{I_m}{\pi}$$

3) composante alternative à la fréquence de modulation :

$$I_f = \frac{I_m}{\pi} K \sin \omega t.$$

Nous avons représenté schématiquement sur la figure 1a, la disposition du circuit anodique d'un amplificateur classe B. Il est facile de voir que, pour chacune des trois composantes énumérées du courant anodique, ce circuit se comporte d'une manière différente.

Pour la composante H. F., le condensateur C_f est un véritable court-circuit : le schéma pour cette composante est donné par la figure 1b, où le circuit anodique est constitué par l'impédance L, C, R .

Pour la composante de basse fréquence, l'impédance L, C, R est négligeable; par contre, le filtre de la source anodique peut très bien présenter une impédance importante pour les plus basses fréquences du spectre de la modulation (fig. 1c).

Pour le courant continu, on peut négliger toutes les impédances, sauf la résistance de la source de la tension anodique, la résistance des selfs de filtrage et éventuellement les résistances de protection des triodes (fig. 1d).

3° Distorsion linéaire dans la partie inférieure du spectre musical.

Cette distorsion est généralement introduite par le filtre de la tension anodique. Pour les fréquences les plus basses de la modulation ce filtre peut avoir une impédance non négligeable. La composante BF du courant anodique produit dans ces conditions une certaine chute de tension qui, en se superposant à la tension anodique continue, introduit une contre-modulation sur l'anode, d'où une diminution du taux de modulation pour la fréquence considérée.

Dans le raisonnement habituel concernant le dimensionnement des filtres de tension anodique, on ne tient compte que du condensateur terminal, en négligeant l'action de l'inductance du filtre. Nous allons montrer qu'il est essentiel, au point de vue de la distorsion linéaire, de satisfaire aux deux conditions suivantes :

a) la capacité terminale doit être supérieure à une certaine valeur minimum ;

b) la fréquence propre du filtre doit être nettement inférieure à la fréquence la plus basse à transmettre.

En effet, appliquons à la grille d'un amplificateur classe B une tension H. F. modulée à K %.

Nous avons vu que si en régime de l'onde porteuse, le courant absorbé est $I_a = \frac{I_m}{\pi}$, en modulant la composante de B. F. aura l'amplitude $I_{bf} = \frac{K I_m}{\pi}$.

Pour les fréquences de modulation suffisamment basses pour que l'effet de la contre-modulation se fasse sentir, l'amplitude du courant B. F. sera :

$$I'_{bf} = \frac{K' I_m}{\pi}$$

avec

$$K' < K.$$

En même temps, la composante fondamentale du courant anodique H. F. en crête de modulation aura l'amplitude $\frac{I_m}{2} (1 + K')$.

La distorsion linéaire qui en résulte est caractérisée par le rapport $\frac{K}{K'}$. Pour la déterminer écrivons l'expression de différents courants et tensions dans les circuits de l'amplificateur, correspondant aux instants des cycles HF où le courant anodique instantané est maximum :

$$\text{Tension de grille : } U = -u + e (1 + K \sin \omega t) \quad (2)$$

$$\text{Courant anodique : } I = I_m (1 + K' \sin (\omega t + \varphi)) \quad (3)$$

$$\text{Tension anodique H. F. : } E = \frac{I_m}{2} Z_f (1 + K' \sin (\omega t + \varphi)) \quad (4)$$

$$\text{Tension B. F. anodique : } E_{bf} = \frac{I_m}{\pi} Z_f K' \sin (\omega t + \varphi + \psi) \quad (5)$$

$$\text{Tension instantanée sur l'anode : } V = v - E - E_{bf} \quad (6)$$

Les angles φ et ψ sont introduits par l'impédance du filtre Z_f qui n'est pas forcément réelle.

En combinant les relations (2), (3), (4), (5), et (6) avec l'équation de la caractéristique statique $\varphi I = V - u + k U$ (7)

et en rappelant que dans un amplificateur classe B la polarisation est $u = \frac{v - v'}{k}$ (8), on a :

$$\begin{aligned} \varphi I_m (1 + K' \sin (\omega t + \varphi)) = & - \frac{Z I_m}{2} (1 + K' \sin (\omega t + \varphi)) - \\ & - \frac{Z_f I_m}{\pi} K' \sin (\omega t + \varphi + \psi) + k e (1 + K \sin \omega t) \end{aligned} \quad (9)$$

En retranchant de cette équation, celle qui se rapporte à l'onde porteuse, obtenue en partant de la formule (1) $\left(\varphi I_m = k e - \frac{Z I_m}{2} \right)$ et en remplaçant le facteur $k e$ par $I_m \left(\varphi + \frac{Z}{2} \right)$, nous obtenons une équation qui relie entre elles les amplitudes des différentes tensions de haute fréquence de l'amplificateur.

Après simplification on peut présenter cette dernière équation sous la forme suivante :

$$\frac{K}{K'} = e^{j\varphi} \left(1 + \frac{Z_f}{\pi \left(\varphi + \frac{Z}{2} \right)} e^{j\psi} \right) \quad (10)$$

Si le filtre ne comporte qu'une seule cellule, l'impédance Z_f est donnée approximativement par :

$$Z_f \cong \frac{j \frac{n}{c \omega_0} + R_f}{1 - n^2 + j c \omega_0 n R_f}$$

où n est le rapport de la fréquence de modulation considérée à la fréquence propre du filtre f_0 .

Il est évident que la distorsion augmente rapidement lorsque l'on se rapproche de la fréquence propre.

En effet, en écrivant $\frac{1}{c \omega_0 R_f} = S_f$, on a pour cette fréquence ¹

$$Z_f \cong \frac{S_f}{c_f \omega_0}$$

1. Dans le cas d'un filtre constitué par une seule cellule, la fréquence propre est donnée évidemment par $\frac{1}{2\pi \sqrt{L \times C}}$. Dans le cas où l'on se trouve en présence de plusieurs cellules, nous désignerons sous le nom de fréquence propre celle pour laquelle le condensateur terminal entre en résonance avec l'ensemble des autres organes du filtre. Dans les deux cas on doit tenir compte de l'impédance intérieure de la source.

d'où

$$\left| \frac{K}{K'} \right| \cong 1 + \frac{S_f}{C_f \omega_o \pi \left(\rho + \frac{Z}{2} \right)} \quad (11)$$

Tandis que pour une fréquence plus élevée

$$Z_f \cong \frac{-j}{C_f \omega_o} \frac{n}{n^2 - 1}$$

d'où

$$\left| \frac{K}{K'} \right| \cong \sqrt{1 + \left(\frac{1}{C_f \omega_o} \frac{n}{n^2 - 1} \frac{1}{\pi \left(\rho + \frac{Z}{2} \right)} \right)^2} \quad (12)$$

On voit donc qu'il est très avantageux de fixer f_o bien au-dessous de la fréquence de modulation la plus basse à transmettre¹:

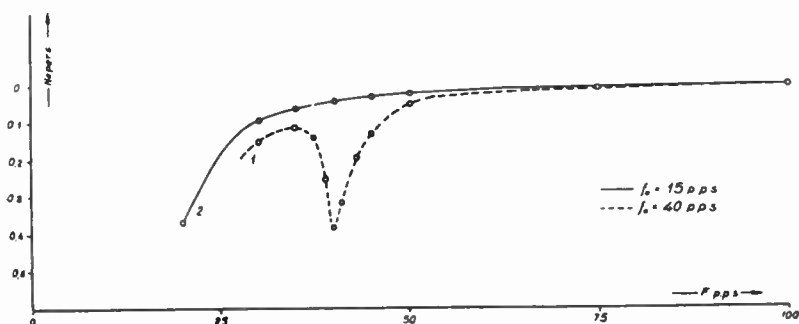


Fig. 2. — Distorsion linéaire d'un amplificateur de 1 kw.

La distorsion d'un amplificateur comportant un tel filtre est donnée par la formule (12) qui permet de trouver la valeur de la capacité terminale minimum.

Pour les besoins de la pratique, il est intéressant d'exprimer la distorsion en unités logarithmiques. Dans le cas de faibles distorsions linéaires, $\left| \frac{K}{K'} \right|$ est voisin de l'unité.

On peut donc écrire en partant de la formule (12)

$$D_{\text{nepers}} = \log \left| \frac{K}{K'} \right| \cong \frac{0,5}{C_f \omega_o} \cdot \frac{n}{n^2 - 1} \cdot \frac{1}{\pi \left(\rho + \frac{Z}{2} \right)} \quad (13)$$

1. Dans le cas des filtres à plusieurs cellules, les formules sont un peu différentes; la conclusion reste cependant valable.

Les courbes expérimentales que nous avons relevées sur un amplificateur de 1 kilowatt indiquent très nettement l'influence de fréquence propre du filtre (fig. 2).

La courbe 1 a été relevée pour un filtre d'une fréquence propre de 40 p.p.s. La courbe 2 correspond au même amplificateur équipé avec un filtre d'une fréquence propre de 15 p.p.s. *mais possédant le même condensateur terminal.*

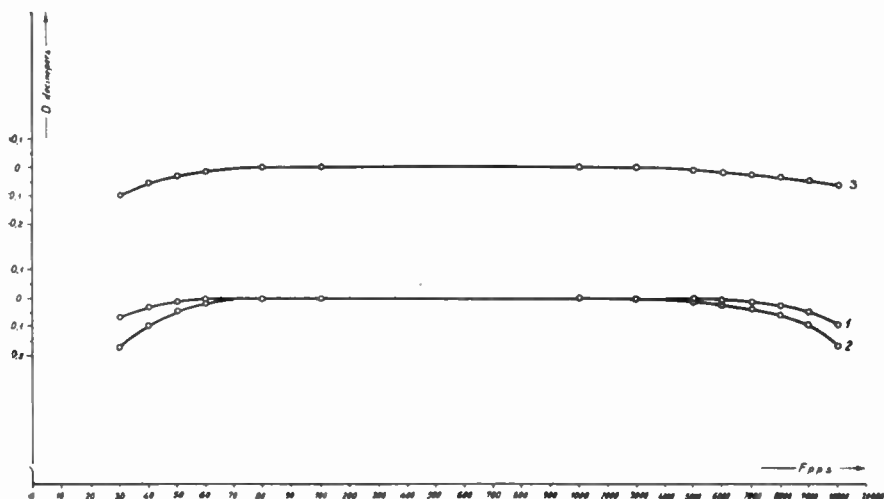


Fig. 3. — Distorsion linéaire d'un amplificateur de 10 kilowatts.

La différence entre les deux courbes serait encore plus importante, si l'on tenait compte de la distorsion propre de l'étage excitant l'étage étudié.

La figure 3 montre à titre d'exemple la distorsion linéaire d'un amplificateur de 10 kilowatts. La courbe 1 est celle de l'excitation, la courbe 2 a été prise à la sortie de l'amplificateur étudié, la courbe 3 a été déduite par la différence entre ces deux courbes ; elle représente donc la distorsion propre de l'amplificateur de 10 kilowatts.

4° Distorsion linéaire dans la partie supérieure du spectre de modulation.

Cette distorsion est provoquée par les propriétés sélectives du circuit de charge.

La valeur de l'impédance de ce circuit est évidemment fonction de la fréquence du courant H. F. à amplifier. Une bande latérale de modulation, considérée comme une oscillation H. F. de fréquence $F \pm f$, subira un affaiblissement par rapport à l'onde porteuse de fréquence F et, si l'onde porteuse appliquée sur la grille est modulée à $K\%$, l'onde amplifiée ne le sera que $K'\%$ (avec $K' < K$).

Ce phénomène a été étudié en détail pour les amplificateurs classe A. Dans le cas des amplificateurs classe B, la forme du courant anodique n'est plus la même et l'influence de la résistance interne de la triode est, de ce fait, modifiée.

On peut facilement déterminer l'affaiblissement subi par une fréquence élevée de modulation, en partant de la formule (1).

Pour l'onde porteuse, ou pour une bande latérale correspondant à une fréquence de modulation assez basse (800 p.p.s. par exemple), l'impédance de circuit de charge est sensiblement réelle et peut être exprimée par $Z \cong S \cdot L\Omega$, où Ω est la pulsation de l'onde porteuse et S la surtension du circuit de charge.

Sa tension H. F. correspondante sera déterminée, en partant de la formule (1), par :

$$E = ke \frac{Z}{Z + 2\rho}. \quad (14)$$

Pour une bande latérale correspondant à une fréquence de modulation élevée (10.000 p.p.s. par exemple), l'impédance de charge prendra une valeur Z' et la tension H. F. correspondante sera :

$$E' = ke \frac{Z'}{Z' + 2\rho}. \quad (15)$$

La distorsion linéaire en résultant sera caractérisée par le rapport $\frac{E}{E'}$.

Dans le cas où $S \gg 1$ et $F \gg f$, conditions qui correspondent à

la grande majorité des cas pratiques, on trouve facilement l'expression de Z' :

$$Z' \cong \frac{L \Omega S}{1 + 2jS \frac{f}{F}} \quad (16)$$

d'où, en passant par les formules (14) et (15), et en posant $Z = a\rho$ (17), on a :

$$\frac{E}{E'} = 1 + jS f/F \frac{4}{2 + a} \quad (18)$$

et
$$\left| \frac{E}{E'} \right| = \sqrt{1 + \left(\frac{4}{2 + a} f/F S \right)^2} \quad (19)$$

Cette formule permet de mettre en évidence l'influence de la résistance interne de la triode fonctionnant en classe B. En comparant la formule (19) avec la formule classique

$$\left| \frac{E}{E'} \right| = \sqrt{1 + (2 S f/F)^2} \quad (20)$$

donnant la distorsion linéaire d'un circuit oscillant isolé, on voit que tout se passe comme si le coefficient de surtension était multiplié par le facteur $\frac{2}{2 + a}$. Cette influence procure donc une diminution très sensible de la distorsion.

Pour un amplificateur donné, nécessitant une impédance de charge déterminée Z , cette dernière peut être réalisée avec les différentes combinaisons de S et $L\Omega$. Pratiquement, le choix de S est déterminé par plusieurs conditions contradictoires qui sont :

- a) distorsion linéaire,
- b) rendement du circuit oscillant,
- c) taux d'harmoniques dans la tension H. F.,
- d) prix de revient du circuit oscillant¹.

1. On peut démontrer que le rendement d'un circuit oscillant est donné par $1 - S/S'$ où S est le coefficient de surtension du circuit oscillant en charge et S' le coefficient de surtension à vide (par exemple l'antenne étant débranchée). La valeur de S' étant limitée par les possibilités de construction, on voit l'intérêt (au point de vue des pertes dans le circuit oscillant) d'adopter une valeur de S la plus faible possible.

D'un autre côté, la teneur en harmoniques de la tension H. F. est proportionnelle à $1/S$.

Enfin, le prix d'un circuit oscillant est sensiblement proportionnel à sa puissance réactive, cette dernière étant :

$P \text{ réactive} = S \times P \text{ utile.}$

Pour la gamme des ondes de la radiodiffusion (200-550 m.) ces considérations conduisent à une valeur de S comprise entre 7 et 15. La distorsion introduite par de tels circuits est évidemment très faible.

On peut mettre la formule (19) sous une forme plus commode pour l'emploi pratique. En effet, comme précédemment pour la formule (13), dans le cas où la distorsion est faible on a :

$$D_{\text{népers}} = \log \left| \frac{E}{E'} \right| \simeq \frac{8S^2}{(a + 2)^2} f^2 / f^2 \quad (21)$$

La figure 3 montre, à titre d'exemple, l'affaiblissement des fréquences élevées de l'amplificateur classe B de 10 kilowatts, précédemment étudié au point de vue de transmission des fréquences basses.

Cet amplificateur était équipé avec un circuit de charge de 650 ω , d'un coefficient de surtension de 15 environ et fonctionnait sur 650 kc.

L'affaiblissement calculé en partant de la formule (21) est de 3,3 centinépers pour 10.000 p. p. s.

La précision des appareils de mesure que nous avons employés ne dépassant pas 2 centinépers, il est difficile de vouloir comparer ces chiffres avec les chiffres expérimentaux. On peut toutefois remarquer que les deux méthodes confirment la possibilité de faire passer très aisément une bande dépassant 10.000 p. p. s. avec un affaiblissement négligeable.

5° Courbure inférieure des caractéristiques dynamiques.

En comparant la courbure inférieure des caractéristiques dynamiques avec celle des caractéristiques statiques des triodes employées, on constate souvent qu'elle est bien moins importante dans le cas des caractéristiques dynamiques.

Dans d'autres cas, les caractéristiques dynamiques ne passent pas par l'origine des coordonnées et présentent une courbure inférieure sensible.

Nous allons examiner le mécanisme de cette déformation des courbes dans leur partie inférieure.

Faisons d'abord abstraction de la courbure des caractéristiques statiques. En appliquant les formules générales des amplificateurs¹, nous pouvons tracer les courbes représentant la tension anodique

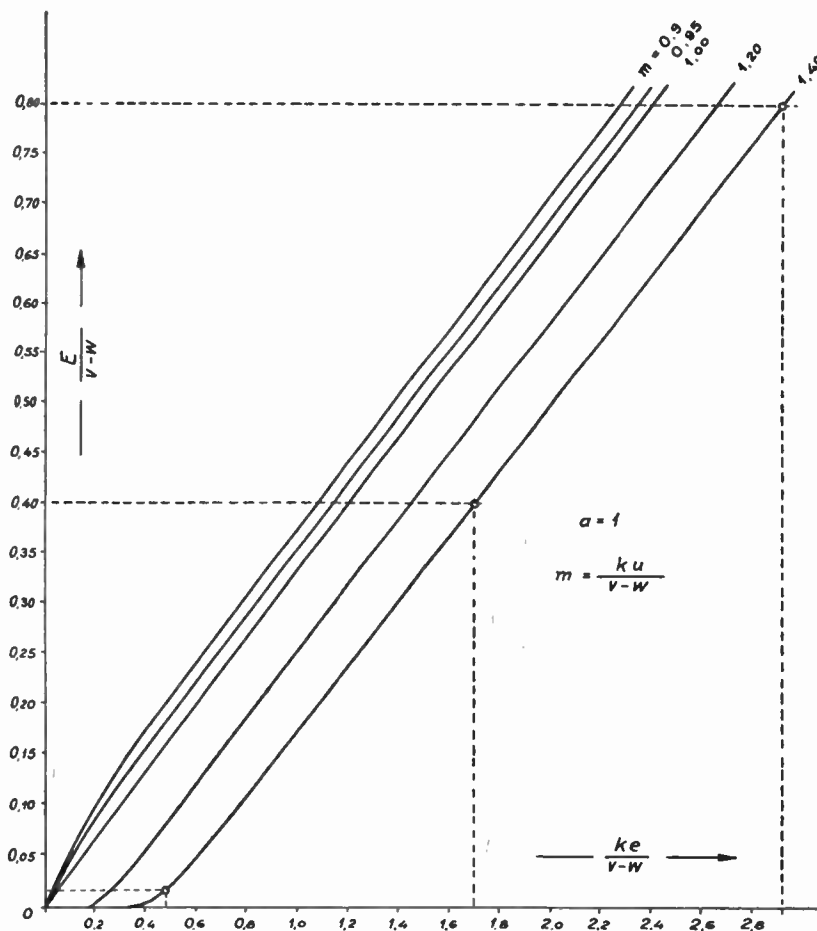


Fig. 4. — Caractéristiques dynamiques théoriques.

H. F. en fonction de la tension d'excitation de grille pour différentes valeurs de la polarisation.

La figure 4 représente une telle famille de caractéristiques établies pour une charge $Z = \rho$. La tension anodique H. F. est exprimée en valeurs relatives $\left(\frac{E}{V-W}\right)$ ainsi que la tension H. F.

1. Voir *l'Onde électrique*, août-septembre 1934.

de grille $\left(\frac{ke}{v - w}\right)$ et la tension de polarisation $\left(\frac{ku}{v - w}\right)$. Les courbes et les conclusions que l'on peut tirer de leur examen sont donc absolument générales.

En posant $\frac{ku}{v - w} = m$, on voit que pour $m = 1$ la courbe théorique est représentée par une droite passant par l'origine. Elle correspond au fonctionnement théorique en classe B.

Pour $m > 1$, les caractéristiques ne passent plus par l'origine et présentent une courbure inférieure de même sens que celle des caractéristiques statiques. Elles mettent ainsi en évidence la propriété importante de permettre d'approfondir le taux de modulation de l'oscillation à amplifier.

En effet, considérons par exemple une caractéristique calculée pour $m = 1,4$. Si l'on se fixe une tension en crête de modulation de $0,8 (v - w)$ et si l'on se propose d'obtenir une modulation de 100 %, la tension d'excitation de grille correspondant à l'onde porteuse, c'est-à-dire à $= 0,4 (v - w)$ sera de $1,7 \left(\frac{v - w}{k}\right)$ tandis que la tension de grille pour la crête de modulation devra être de $2,92 \left(\frac{v - w}{k}\right)$.

La tension de grille devra donc être modulée seulement de $\frac{2,92 - 1,7}{1,7} \times 100 = 72 \%$ pour l'obtention d'une modulation totale de la tension anodique.

La courbure des caractéristiques théoriques, ainsi que celle des caractéristiques statiques limitent les possibilités d'application de ce procédé d'approfondissement de la modulation. Dans chaque cas particulier, il est cependant utile de mettre en balance la distorsion propre de l'étage sur lequel s'exerce la modulation (qui généralement augmente très rapidement avec le taux de modulation) et la distorsion apportée par le mécanisme de l'approfondissement.

Pour $m < 1$, les caractéristiques théoriques présentent une courbure de sens inverse de celle des caractéristiques statiques. Il s'ensuit une compensation qui explique la faible courbure de certaines caractéristiques dynamiques.

Il est à souligner que cette rectification des courbes se produit aussi bien dans le cas d'une seule triode que dans celui de deux triodes travaillant en montage symétrique. Elle n'est donc pas due à la compensation des courbures des triodes travaillant en opposition de phases, mais bien à la variation de la forme du courant anodique en fonction de l'amplitude de l'excitation de grille, ainsi que le montre l'exemple suivant :

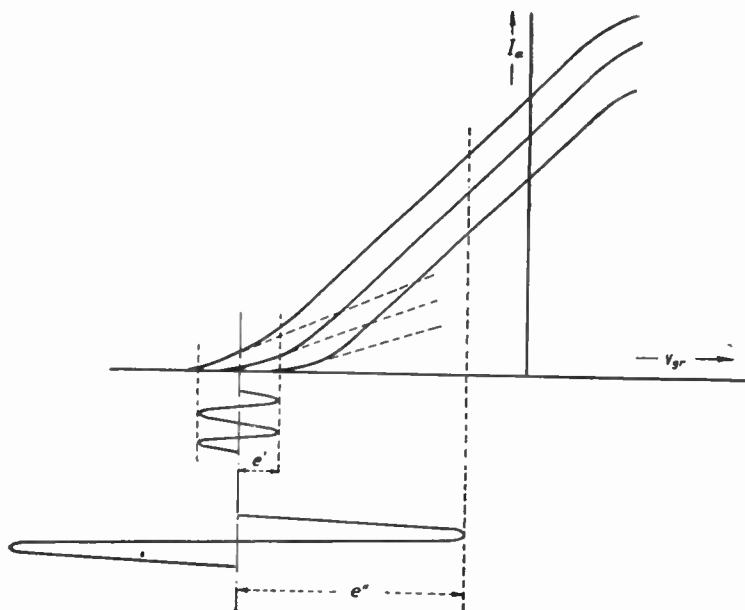


Fig. 5. — Compensation de la courbure inférieure.

Considérons une famille de caractéristiques statiques représentées sur la figure 5. Pour une amplitude d'excitation de grille suffisamment importante, on peut admettre que la triode fonctionne purement en classe B.

Le courant H. F. anodique sera, dans ces conditions, donné par :

$$I_o = \frac{ke'}{Z + 2\rho'}$$

Pour une amplitude d'excitation beaucoup plus faible, nous pouvons considérer que la triode possède d'autres caractéristiques statiques, représentées en pointillé. On peut admettre, en première approximation, que le coefficient d'amplification de la triode reste

constant et que la diminution de la pente des caractéristiques statiques résulte simplement de l'augmentation de la résistance interne de la triode.

Pour une tension d'excitation suffisamment faible, la triode fon-

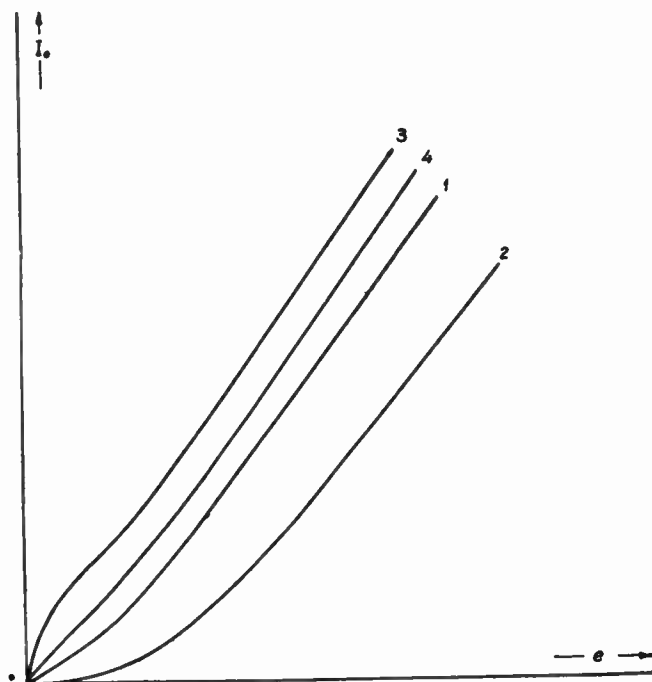


Fig. 6. — Partie inférieure des caractéristiques dynamiques réelles.

tionnera en classe A et l'amplitude du courant H. F. anodique sera :

$$I_0'' = \frac{ke''}{Z + \varphi''}.$$

Il est facile de voir que si l'on cherche à obtenir une relation linéaire entre I_0 et e pour les courants I_0' et I_0'' il suffit de réaliser la condition :

$$\frac{2\varphi' + Z}{\varphi'' + Z} = 1.$$

Cette condition peut être satisfaite en choisissant convenablement la polarisation de grille de la triode considérée.

La compensation de la courbure des caractéristiques statiques ainsi obtenue ne sera cependant réalisée que pour un seul point de la caractéristique $I_0 = f'(e)$.

En exprimant les caractéristiques statiques par une équation plus rapprochée que la formule (7), il est possible de déterminer assez exactement la forme réelle des caractéristiques dynamiques ¹.

La figure 6 montre la forme de la partie inférieure des caractéristiques dynamiques relevées expérimentalement. La courbe 1 de cette figure correspond à une polarisation annulant exactement le courant anodique statique. La courbe 2 correspond à une polarisation plus grande; elle montre la présence d'une forte incurvation. La courbe 3 est obtenue pour une polarisation plus faible que celle pour laquelle a été obtenue la courbe 1 et montre l'inversion du sens de la courbure.

Enfin, pour une polarisation intermédiaire entre 1 et 3, on obtient la courbe 4 qui présente une courbure minimum.

L. RUBIN.

(*A suivre.*)

1. Voir par exemple : B. F. Miller, « An analysis of class B and class C amplifiers », Proc. of I. R. E. Mai 1935.

DESCRIPTION D'UN RÉCEPTEUR RADIOÉLECTRIQUE

LE RÉCEPTEUR HRO

La Société Française NATIONAL, filiale de la « National Company », est une société de construction radio-électrique américaine, qui, autrefois, produisait surtout des pièces détachées de haute qualité : condensateurs variables, boutons démultiplicateurs, bobines de self, pièces isolantes diverses, etc... Il y a quelques années, elle eut à étudier et à construire, pour l'aviation civile américaine, des récepteurs superhétérodynes pour ondes courtes et très courtes, dans lesquels elle utilisa des bobines interchangeable, et des lampes à chauffage indirect. Ce fut, sans doute, l'une des premières fois que ces lampes, alors créées pour la radiodiffusion, furent utilisées sur un poste professionnel. Certains superhétérodynes analogues ayant été acquis par des amateurs émetteurs américains — malgré leur prix assez élevé — connurent, auprès d'eux, un tel succès, que la National Company fut conduite à poursuivre la construction de récepteurs d'ondes courtes pour amateurs. Le dernier de ces appareils est le HRO, qui va être décrit ici. C'est l'un des quatre ou cinq postes américains utilisant un cristal de quartz sur l'un des étages amplificateurs de moyenne fréquence, ce qui permet, moyennant certaines précautions et un réglage convenable, d'obtenir une sélectivité particulièrement bonne, pour les réceptions télégraphiques tout au moins, car les réceptions téléphoniques seraient alors déformées. Le HRO se distingue également des récepteurs déjà décrits ici en ce qu'il est, en somme, un récepteur « semi-professionnel », qui est également utilisé dans divers services radioélectriques officiels. Au lieu d'être monté dans sa boîte métallique habituelle, il est souvent, dans ce dernier cas, établi sur « panneaux » permettant le montage standard sur châssis téléphoniques (rack).

Les dimensions de cet appareil sont très réduites. Cela tient à l'utilisation de bobines interchangeableables pour passer d'une gamme d'onde à l'autre, et aussi à l'absence des dispositifs d'alimentation habituels (transformateur de chauffage et redresseur). Ceux-ci sont placés dans un coffret indépendant.

Principe. — Le récepteur comprend (fig. 1) :

1° Un premier étage amplificateur haute fréquence, utilisant une pentode type 6D6 ou 58.

2° Un second étage amplificateur haute fréquence, utilisant une lampe du même type.

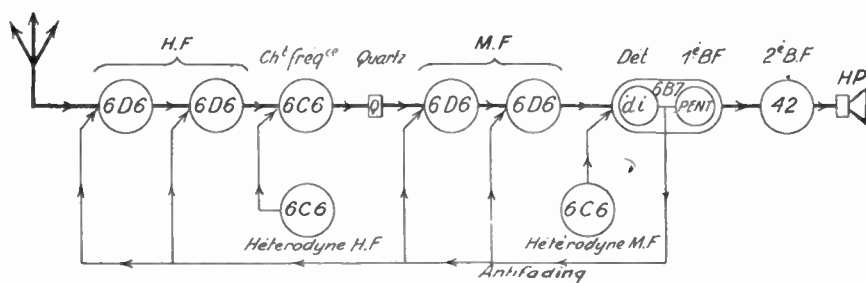


Fig. 1.

3° Un étage changeur de fréquence utilisant une pentode type 6C6 ou 57.

4° Une hétérodyne haute fréquence utilisant une pentode du même type.

5° Un ensemble de circuits accordés, comportant le cristal de quartz, et assurant le couplage entre l'étage changeur de fréquence et le premier étage moyenne fréquence.

6° Un premier étage amplificateur moyenne fréquence, utilisant une pentode 6D6 ou 58.

7° Un second étage amplificateur moyenne fréquence, utilisant une pentode du même type.

8° Un étage détecteur utilisant les éléments diodes d'une duodode-pentode, type 6B7, ou 2B7.

9° Un premier étage amplificateur basse fréquence, utilisant l'élément pentode de la lampe précédente.

10° Un second étage amplificateur basse fréquence, utilisant une pentode type 42, ou 2A5.

11° Une hétérodyne moyenne fréquence, utilisant une pentode type 6C6 ou 57.

La moyenne fréquence est de 456 kilocycles par seconde. Les gammes d'ondes couvertes sont les suivantes :

1°	1,7 à 4	mégacycles par seconde	(176 à 75 m.).
2°	3,5 à 7,3	—	— (86 à 41 m.).
3°	7 à 14,4	—	— (42,8 à 21 m. 3).
4°	14 à 30	—	— (21,4 à 10 m.).

D'autres bobines peuvent permettre, en deux nouvelles gammes, de recevoir les ondes comprises entre 2 mégacycles par seconde et 500 kilocycles par seconde (150 à 600 m.). Une troisième bobine supplémentaire couvre de 750 à 1.700 mètres.

Détails de montage. — Le circuit d'antenne est couplé par induction au premier circuit accordé et permet, soit l'utilisation d'une antenne ordinaire, soit l'utilisation d'une antenne en doublet.

Dans le premier cas, une prise de terre est connectée à la deuxième borne. Mais, pour les ondes de longueur inférieure à 50 mètres, l'on doit déconnecter un fil reliant le châssis à la terre car l'intensité des signaux serait réduite.

L'impédance d'entrée du récepteur dépend de la fréquence, mais se maintient au voisinage de 500 ohms.

Changement de fréquence. — L'hétérodyne séparée, alimentant la lampe changeuse de fréquence, utilise un montage stable où la grille-écran de la lampe fait office de plaque. L'accrochage est obtenu en Hartley, avec une valeur relativement élevée de la capacité d'accord, ce qui assure une bonne constance de la fréquence (fig. 2).

En général, les dispositifs du même type, employés sur les récepteurs modernes, utilisent ensuite la plaque de la pentode pour assurer un couplage électronique, évitant les réactions entre les circuits d'accord de l'étage changeur de fréquence et ceux de l'hétérodyne. C'est donc alors la plaque de cette hétérodyne qui est couplée à l'une des électrodes de la lampe changeuse de fréquence, par exemple par un condensateur.

Ce montage, s'il présente l'avantage d'assurer une bonne séparation,

a, par contre, un inconvénient : la tension haute fréquence prélevée sur le circuit plaque de l'hétérodyne — circuit plaque qui n'est pas accordé — est plus chargée en harmoniques que la tension qui pourrait être prélevée en l'un des points du circuit oscillant de cette même hétérodyne. On risque donc de créer, de ce fait, des brouillages supplémentaires, par interférence entre des signaux de longueurs d'ondes plus courtes que ceux à recevoir, et les harmoniques de l'hétérodyne.

Dans le récepteur IIRO, on a préféré abandonner l'avantage du couplage électronique dans l'hétérodyne même, et reporter ce cou-

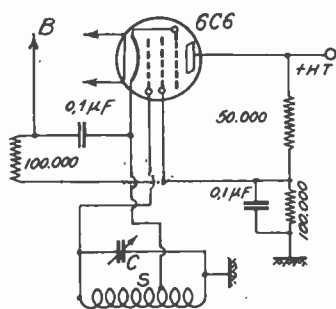


Fig. 2.

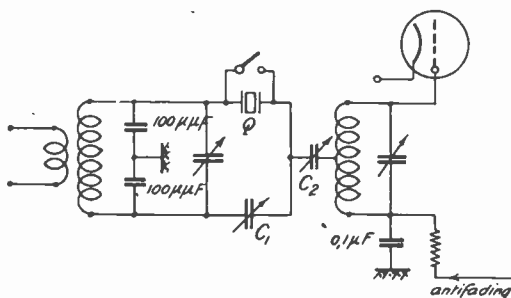


Fig. 3.

plage dans la lampe changeuse de fréquence, en alimentant sa grille-écran par une tension de haute fréquence qui peut, alors, être prélevée par l'intermédiaire d'un condensateur de $0,1 \mu F$ sur la cathode de l'hétérodyne. On a, ainsi, une oscillation sans harmonique notable. D'autre part, en choisissant convenablement le point de retour de la cathode sur la bobine de self S , on peut faire en sorte que la tension de haute fréquence prélevée soit pratiquement la même sur toute la gamme d'ondes couverte.

Par contre, la grille-écran de la changeuse de fréquence va, évidemment, avoir un potentiel variable, mais l'expérience montre que la réaction qui peut en résulter sur les circuits d'accord de la grille de commande de cette même lampe, est assez faible pour ne pas gêner.

Montage du quartz. — La figure 3 représente le détail de montage du quartz et des circuits accordés voisins. Le condensateur C_1 , dénommé « phasing », remplit plusieurs rôles : tout d'abord, il

permet de compenser la capacité propre du quartz, et d'obtenir, par conséquent, un effet de neutrodynage. D'autre part, en réglant la phase des oscillations transmises par l'une ou l'autre des extrémités du circuit accordé précédent, il permet de créer, dans la courbe de sélectivité, une véritable cassure, déplaçable à volonté, et qui élimine, par exemple, le sifflement dû à une onde porteuse voisine de l'onde à recevoir, comme on le verra plus loin.

Le condensateur C_2 est un condensateur de couplage, permettant d'obtenir l'intensité de signaux maximum, et de régler la sélectivité de l'amplificateur moyenne fréquence.

Antifading. — Le schéma est celui de la figure 4. Le courant obtenu par la détection sur l'une des plaques de la duo-diode, pro-

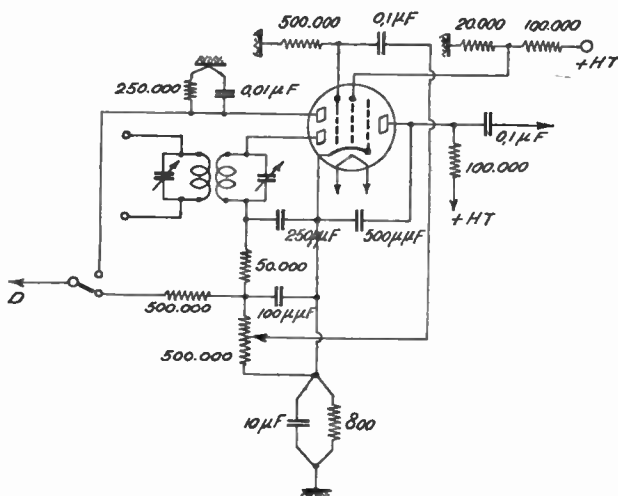


Fig. 4.

duit des variations de tension qui sont transmises, par les circuits à constantes de temps habituels, aux grilles des deux lampes amplificatrices de haute fréquence et des deux lampes amplificatrices de moyenne fréquence.

Un commutateur permet de supprimer l'antifading, ce qui est un avantage précieux que l'on devrait généraliser. Dans ce cas, le retour des grilles des lampes commandées se fait sur une résistance de 250.000 ohms reliée à la plaque de la seconde diode, ce qui assure

une polarisation convenable. La suppression de l'antifading est en particulier indispensable quand on met en service l'hétérodyne moyenne fréquence, car la force électromotrice qu'elle crée dans les circuits bloquerait entièrement le récepteur.

Hétérodyne moyenne fréquence. — Cette hétérodyne utilise

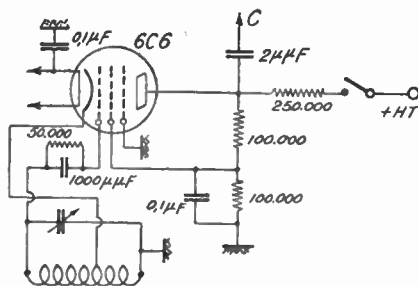


Fig. 5.

encore un montage stabilisé, où la grille-écran joue le rôle de plaque et de séparateur. La plaque de la pentode est couplée à la plaque de la diode détectrice par un petit condensateur (fig. 5).

Indicateur d'intensité de signaux. — Cet indicateur est constitué

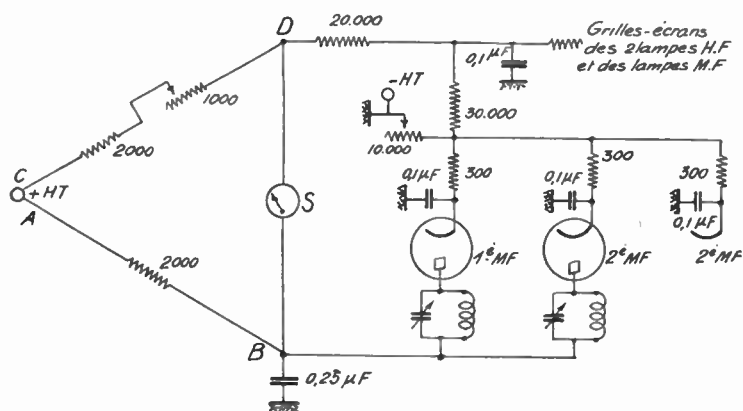


Fig. 6.

par un milliampermètre spécial, monté dans la diagonale d'un pont de Wheastone, représenté sur la figure 6.

La prise de haute tension d'alimentation du récepteur étant figurée par la borne + HT (d'où partent des circuits haute tension

qu'il est inutile de considérer ici), deux dérivations, l'une AB renfermant une résistance fixe de 2.000 ohms, l'autre CD renfermant une résistance fixe de 2.000 ohms, en série avec une résistance variable de 1.000 ohms, constituent les deux premiers bras du pont, dont la diagonale DB renferme le milliampèremètre S.

De D part un nouveau bras, dont la résistance est sensiblement indépendante de l'intensité des signaux. Ce bras renferme, tout d'abord, une résistance fixe de 20.000 ohms, puis il se rend aux grilles-écrans des deux lampes haute fréquence et des deux lampes moyenne fréquence, et, d'autre part, à la masse, par l'intermédiaire d'une résistance fixe de 30.000 ohms, en série avec une résistance variable de 10.000 ohms.

Le point commun de ces deux dernières résistances est relié, par l'intermédiaire de résistances séparées de 300 ohms, aux cathodes de la seconde lampe amplificatrice haute fréquence et des deux lampes moyenne fréquence.

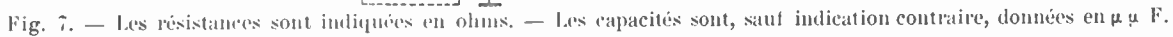
La résistance variable de 10.000 ohms dont il vient d'être question, est celle qui permet de régler la sensibilité en haute et moyenne fréquences, en modifiant convenablement la polarisation des cathodes des trois lampes correspondantes.

Enfin, le dernier bras du pont est constitué par les intervalles plaque-cathode des deux lampes moyenne fréquence, intervalles dont la résistance varie sous l'action de l'antifading, en fonction de l'intensité des signaux reçus.

On conçoit que si, en l'absence des signaux, on a équilibré le pont de telle façon que l'aiguille du milliampèremètre S soit à zéro, l'équilibre sera rompu quand un signal sera reçu, puisque l'une des résistances des bras variera. Le milliampèremètre déviara, et, de cette déviation, on pourra, à la suite d'un étalonnement empirique, en unités arbitraires, déduire une estimation de l'intensité du signal.

Pour que les mesures soient comparables, il faut naturellement que la résistance de réglage de la sensibilité en haute fréquence, soit, chaque fois, ramenée au même point. C'est ce que l'on fait automatiquement en équilibrant le pont par la manœuvre suivante :

La résistance de 1.000 ohms du bras CD ayant été réglée en usine une fois pour toutes, on déconnecte l'antenne du récepteur et on supprime l'antifading. On règle, alors, la résistance de



10.000 ohms jusqu'à ce que l'aiguille du milliampèremètre S soit au zéro, ce qui correspond approximativement à la graduation 9,5 de cette résistance. Il n'y a plus, alors, qu'à rebrancher l'antenne et à remettre en service l'antifading pour que, des indications de l'appareil de mesure, on puisse déduire une évaluation de l'intensité des signaux.

Cet appareil de mesure est gradué de 0 à 5, suivant l'échelle d'intensité souvent adoptée par les amateurs américains. Cette graduation a été faite d'après la moyenne des évaluations d'un certain nombre d'opérateurs.

Circuit de chauffage. — Comme on l'a indiqué, il n'y a pas de transformateur de chauffage dans l'appareil. En dérivation, sur le circuit de chauffage, se trouve une résistance de 60 ohms, dont le point milieu est relié à la masse du châssis et à la terre.

Schéma général. — La figure 7 représente le schéma général que l'on suivra aisément d'après les indications précédentes.

Un potentiomètre remplit l'office du « volume-control » habituel, et transmet à la première amplificatrice basse fréquence des tensions plus ou moins grandes.

Un jack convenable est intercalé à la suite de cette première lampe amplificatrice, pour l'écoute éventuelle au casque, et permet de laisser le haut-parleur connecté.

Des interrupteurs permettent de court-circuiter le quartz, de supprimer l'antifading, ou de mettre en service l'hétérodyne moyenne fréquence.

Enfin, on notera la disposition des divers circuits oscillants de haute fréquence. Une vis que l'on peut déplacer, sur chacun de ces circuits, permet d'établir une liaison électrique, soit entre les bornes 1, soit entre les bornes 2. Si la liaison est établie entre les bornes 2, le condensateur normal d'accord se trouve directement en dérivation sur la bobine de self, avec un petit condensateur trimmer en parallèle.

Dans ces conditions, la gamme d'ondes couvertes correspond aux valeurs indiquées ci-dessus, et est assez grande.

Si, au contraire, la connexion est établie entre les bornes 1, le condensateur d'accord, toujours avec un trimmer en parallèle

sur lui, se trouve monté en série avec un petit condensateur ajustable à air, ce qui réduit considérablement la gamme d'ondes couvertes.

Dans ce cas, un second condensateur trimmer est branché en parallèle sur la bobine de self elle-même; c'est là le dispositif dit de « band spread », qui permet, pour toute la course du condensateur principal, de ne couvrir qu'une gamme de fréquence très réduite correspondant, par exemple, à l'une des gammes d'ondes réservées aux amateurs¹. Le tiroir interchangeable des bobines porte, sur sa face avant, deux courbes d'étalonnage, correspondant

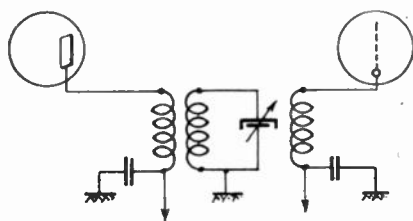


Fig. 8.

l'une à la gamme complète, l'autre à cette petite gamme amplifiée, que l'opérateur choisira au préalable, suivant le service qu'il désire assurer (gamme d'amateurs, ou gamme de l'aéronautique, ou gamme de radiodiffusion, etc...).

Un soin particulier a été pris pour obtenir, sur chaque gamme d'onde, une amplification sensiblement constante.

Pour les fréquences inférieures à 14 mégacycles par seconde, les transformateurs de liaison entre les lampes haute fréquence ont un primaire à grand nombre de spires, résonnant sur une fréquence légèrement inférieure à la fréquence la plus basse de la gamme. Dans ces conditions, l'action du primaire vient compenser la réduction d'amplification qui serait due à l'augmentation de la capacité du condensateur d'accord.

En général, d'ailleurs, l'effet du primaire est plutôt prédominant, et, sans autres précautions spéciales, on obtiendrait alors une amplification plus grande vers les fréquences les plus basses. On

1. Rappelons que nous avons vu déjà un autre système de « band spread », à l'occasion de la description du récepteur « Masterpiece III ». — *L'Onde Électrique*, novembre 1935, page 777.

évite cet effet en dosant convenablement le couplage capacitif entre les deux enroulements; ce couplage est, en effet, moindre vers les basses fréquences, et on peut ainsi arriver à obtenir une courbe tout à fait horizontale.

Sur les fréquences supérieures à 14 mégacycles par seconde, au contraire, le même dispositif ne donne plus de bons résultats, et on a été conduit à employer alors le montage de la figure 8 qui comporte trois circuits. Le circuit primaire, relié à la plaque de la première lampe, a le même nombre de tours que le circuit accordé, et lui est très fortement couplé (les spires sont bobinées dans l'intervalle des spires du circuit accordé). Le circuit de grille est également fortement couplé au circuit accordé, et a un grand nombre de spires de fil fin, de telle façon que la bobine seule (sans les capacités des connexions ni la capacité d'entrée de la lampe), résonne sur une fréquence immédiatement inférieure à la fréquence la plus basse de la gamme. On obtient ainsi une surtension considérable, ce qui compense la variation de l'impédance du circuit accordé, de telle façon que l'amplification peut être maintenue uniforme.

Dispositions mécaniques. — Le poste est renfermé dans une boîte métallique représentée figure 9. A la partie inférieure se trouve l'emplacement du tiroir renfermant les diverses bobines et dont les connexions électriques sont assurées automatiquement, en fin de course, par des ressorts frottant sur les plots.

La figure 10 montre le jeu des condensateurs d'accord.

Pour obtenir un bon monoréglage, on s'est efforcé d'avoir des bobines de coefficient de self-induction rigoureusement identiques. Bien souvent, en effet, on se contente de bobines de self sensiblement égales, et on s'en remet aux trimmers du soin de faire coïncider l'accord des divers circuits. C'est un procédé peu satisfaisant pour un récepteur de haute précision, car on ne peut alors obtenir un accord rigoureux que pour un seul point de chaque gamme d'onde. Si, au contraire, on peut égaliser à la fois les inductances et les capacités, il est possible de superposer rigoureusement les courbes de réglage des divers circuits.

Les réglages des inductances s'effectuent, pour les ondes les plus courtes, en disposant une demi-spire de la bobine comme

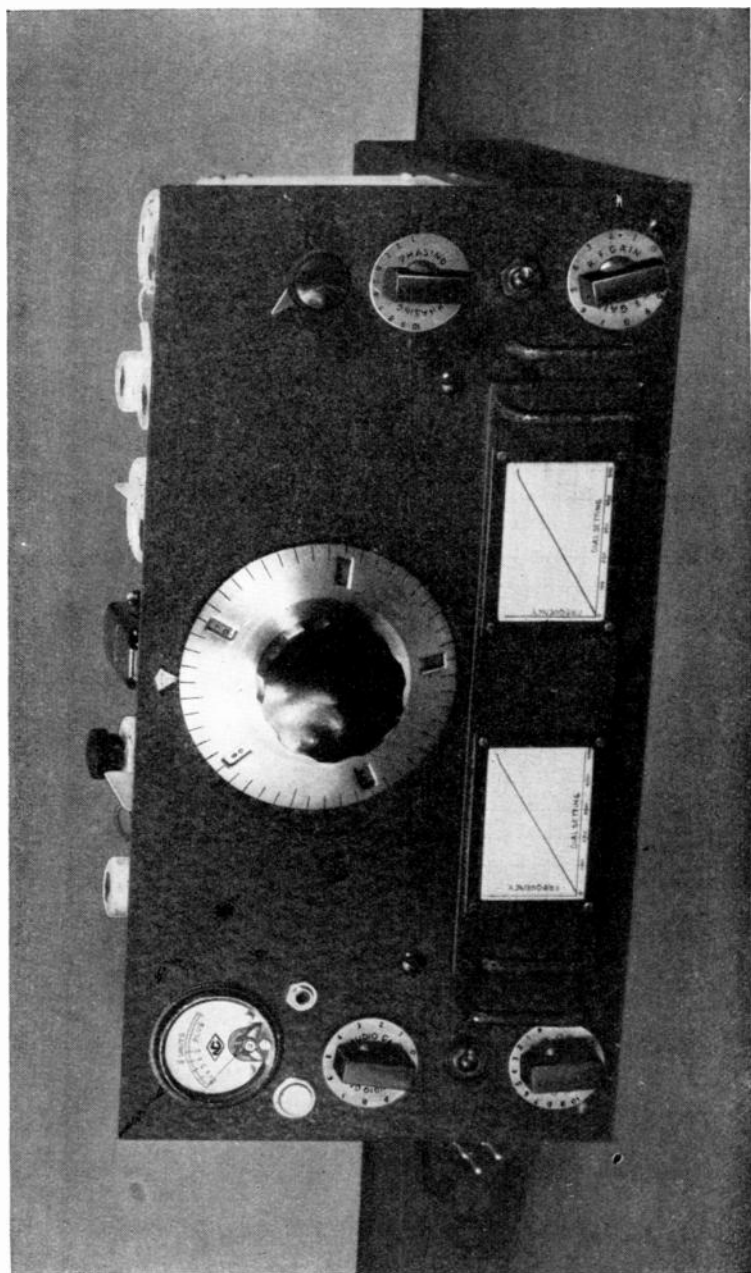


Fig. 9.

l'indique la figure 11-A et en tordant plus ou moins cette demi-spire, ce qui fait varier son coefficient d'induction mutuelle avec le reste de l'enroulement. Pour les ondes plus longues, on place à l'intérieur de la bobine, un disque de cuivre (fig. 11-B) qu'une vis permet de déplacer.

Au-dessus du tiroir des selfs se trouve le bouton de commande très démultipliée des 4 condensateurs variables, qui ont leur axe parallèle à la face avant de l'appareil. Ce bouton de commande comporte l'ingénieux dispositif suivant :

Il est gradué par groupes de 10 divisions, et, en face de l'extrémité de chaque groupe, se trouve une petite fenêtre dans laquelle apparaissent des chiffres variant de 10 en 10, successivement, au fur et à mesure que l'on tourne le bouton. Quand les condensateurs sont au zéro, l'une des fenêtres se trouve en face de l'index de repérage, et porte le chiffre zéro. Après avoir fait tourner le bouton de 10 divisions, une nouvelle fenêtre vient en face de l'index et porte le chiffre 10, et ainsi de suite jusqu'à 500. Le changement de numéro dans une fenêtre déterminée s'effectue petit à petit, au fur et à mesure de la rotation, grâce à un disque placé sous le disque gradué et tournant un peu plus lentement que lui. C'est lorsqu'une fenêtre déterminée passe à son point le plus bas que deux chiffres consécutifs y sont visibles, mais cela ne présente pas d'inconvénient car, dès que la fenêtre se rapproche de l'index de repérage, il n'y a plus aucune ambiguïté possible. Le cadran comporte donc 50 divisions et fait 10 tours.

Le quartz et ses circuits d'accord sont disposés dans la partie droite du récepteur, à l'intérieur d'un blindage spécial. La photographie 12-A représente ce blindage, avec, au-dessus, le support de quartz, ce dernier maintenu *verticalement*, pour réduire l'amortissement. Les figures 12-B-C-D montrent respectivement le système de démultiplication des condensateurs d'accord, un des tiroirs de selfs, avec une bobine démontée, et le récepteur vu par dessus, le tiroir à demi tiré.

Performances. — A partir d'une longueur d'onde de 40 mètres et jusqu'aux ondes les plus longues, une force électromotrice de 0,3 μ V, appliquée à l'entrée du récepteur, donne une puissance de sortie de 50 milliwatts. Sur une longueur d'ondes de 10 mètres

une force électromotrice de 2 μ V fournit encore la puissance de sortie normale de 50 milliwatts (correspondant à une audition

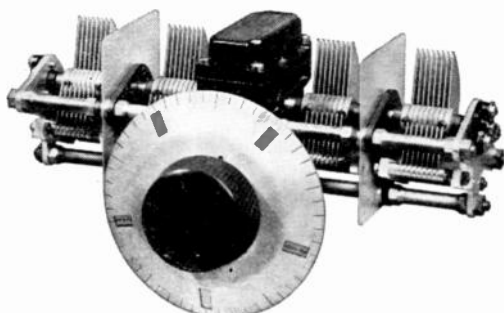
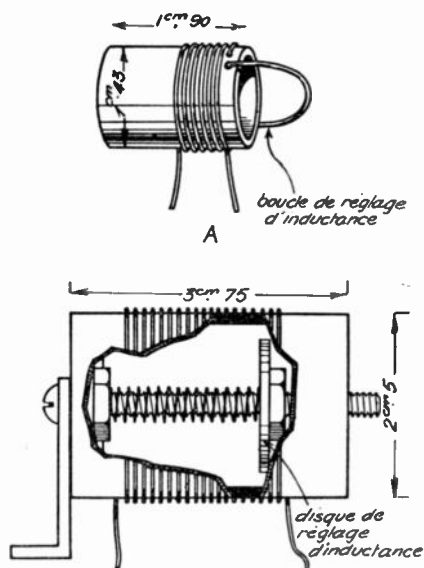


Fig. 10.

en petit haut-parleur).

Sans réglage spécial du quartz, la courbe de sélectivité donne un

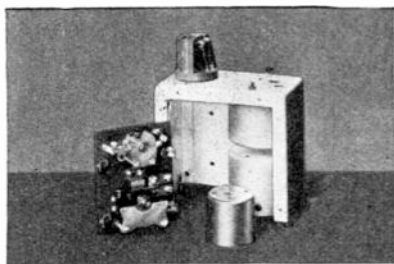


B
Fig. 11.

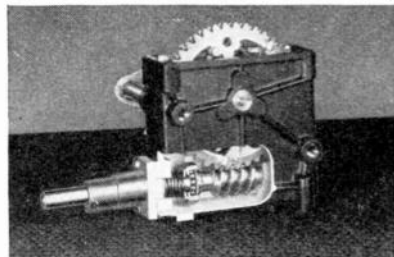
affaiblissement de 30 décibels à 6,5 kc/s de l'onde d'accord, et de 45 à 60 décibels à 10 kc/s.

Le quartz peut être utilisé de deux façons différentes :

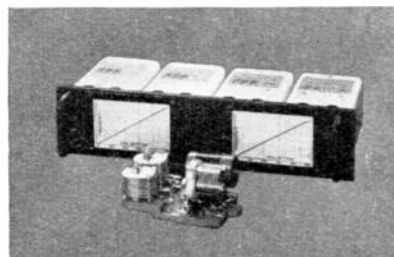
1° Pour la réception des signaux télégraphiques en ondes entretenues pures, alors que l'on peut resserrer la bande passante, le



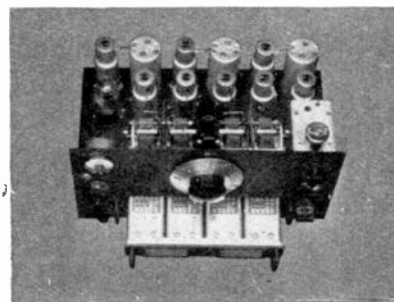
A



B



C



D

Fig. 12.

quartz, mis en service, permet d'obtenir une pointe de sélectivité très aiguë, en réglant le condensateur de « phasing » de façon à équilibrer exactement le circuit. Bien entendu, on s'arrangera pour que le récepteur soit alors accordé sur le signal à recevoir, la fréquence de l'hétérodyne moyenne fréquence différant de quelques centaines de cycles de la fréquence d'accord du récepteur. Étant donné l'acuité de la sélection, il faut éviter d'accorder le récepteur sur la fréquence de cette hétérodyne.

2° Dans le cas de réception de signaux téléphoniques, il est possible, en réglant convenablement les condensateurs associés au quartz, d'utiliser celui-ci pour produire, non plus une pointe de sélectivité, mais un « trou » dans la courbe de sélectivité, « trou » sur lequel l'affaiblissement sera particulièrement grand, et que l'on pourra décaler à volonté, dans certaines limites, à droite ou à gauche de la fréquence d'accord. On obtient, alors, une courbe de sélectivité analogue

à celle représentée figure 13, et qui permet d'éliminer, par exemple, le sifflement dû à l'onde porteuse d'un poste brouilleur, dont la fréquence serait celle correspondant au point A, sans pour cela réduire outre mesure la qualité de l'audition du poste à recevoir.

A titre d'exemple, on peut obtenir au point A, un affaiblissement de 80 décibels, la différence de fréquence entre le point A et le point B étant de 2,2 kc/s. Si l'on cherche à rapprocher le point A du point B, on ne peut réaliser que des affaiblissements moindres, mais on atteint encore un affaiblissement de 1/1 lorsque B ne diffère de A que de 200 cycles par seconde.

On voit que le poste HRO comporte un grand nombre de dispositifs nouveaux et intéressants, qu'un amateur suffisamment bien outillé peut, d'ailleurs, adapter à d'autres récepteurs. Sans doute, le prix du HRO est-il assez élevé, ce qui est d'ail-

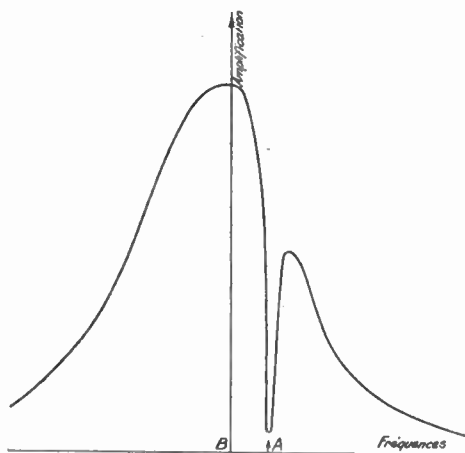


Fig. 13.

leurs justifié par les soins apportés à sa construction. Nous savons, néanmoins, qu'un certain nombre de ces postes sont utilisés par des amateurs français, et nous serions heureux de connaître les résultats qu'ils en ont obtenus, et d'enregistrer les compléments qu'ils pourraient avoir à ajouter aux indications ci-dessus.

P. BESSON.

N. B. — Les schémas et clichés nous ont été aimablement communiqués par M. Billaudot de la Société Anonyme Française « NATIONAL ».

ESSAIS EFFECTUÉS EN ALLEMAGNE SUR ONDES TRÈS COURTES ⁽¹⁾

Nous nous proposons de donner ici quelques renseignements sur des essais effectués en Allemagne, avec des ondes très courtes, produites au moyen de divers dispositifs d'émission représentés sur les photographies ci-contre.

Ces expériences ont été effectuées dans les laboratoires de la

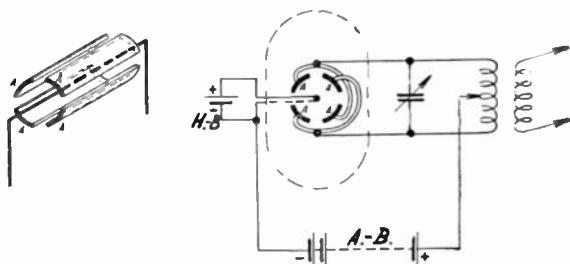


Fig. 1.

Société Telefunken, par M. Scharlau et par le D^r W. Runge. Elles concernent des ondes de longueurs comprises entre quelques décimètres et 10 centimètres environ. Les ondes plus courtes que cette dernière valeur deviennent moins intéressantes, parce qu'elles commencent, comme la lumière, à être absorbées par la neige, la pluie, le brouillard, etc.

Comme on le sait, le procédé habituel de production d'ondes entretenues par montage à réaction, ne peut guère permettre de produire des ondes de longueur inférieure à 0 m. 50.

L'un des émetteurs le plus utilisé dans ces essais, employait le tube dénommé en Allemagne : « tube Habann », qui est, en somme, un magnétron². Il n'a pas de grille, et la cathode est simplement

1. (Photos Telefunken).

2. Sur les essais effectués en France avec des magnétrons, voir : « Sur l'emploi des champs magnétiques pour la production des ondes ultra-courtes », par M. Ponte. *Onde Electrique*, décembre 1934, p. 493.

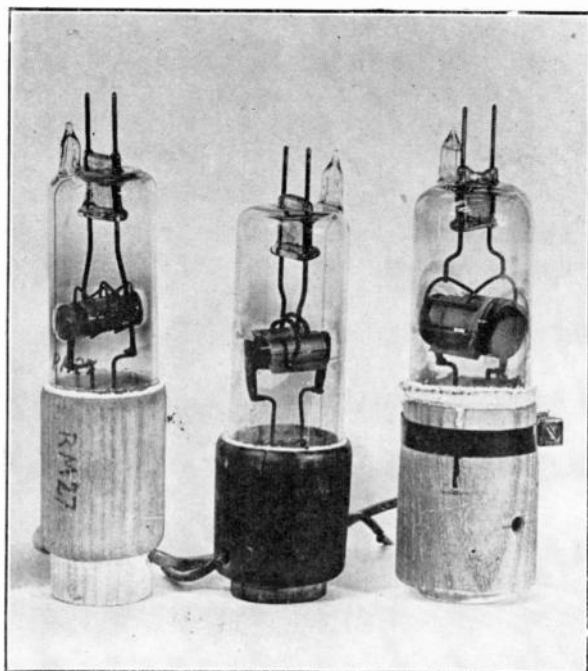


Fig. 2.

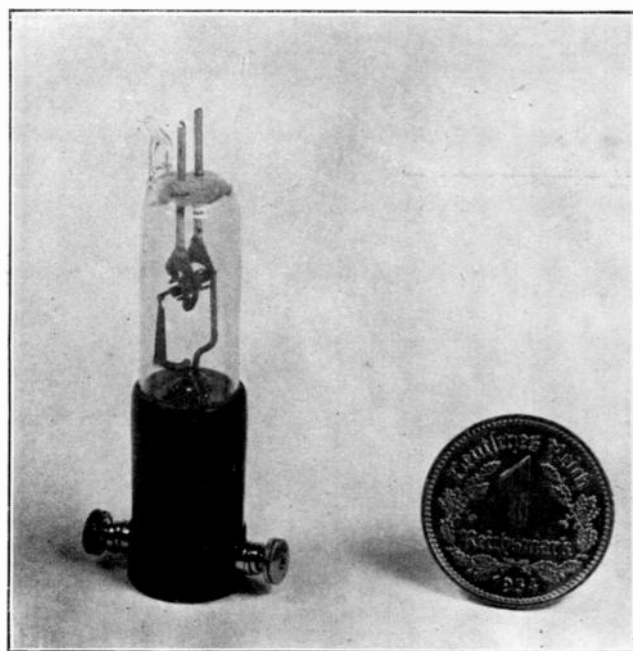


Fig. 3.

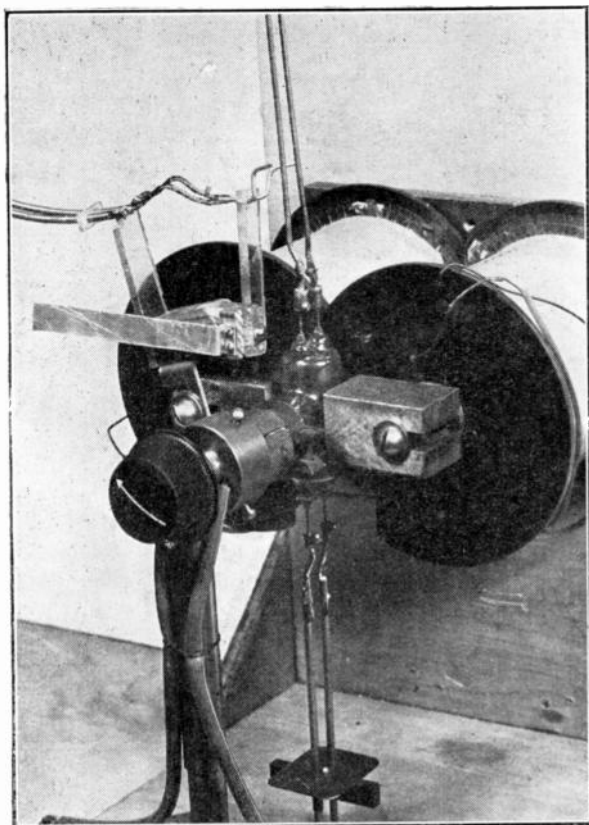


Fig. 4.

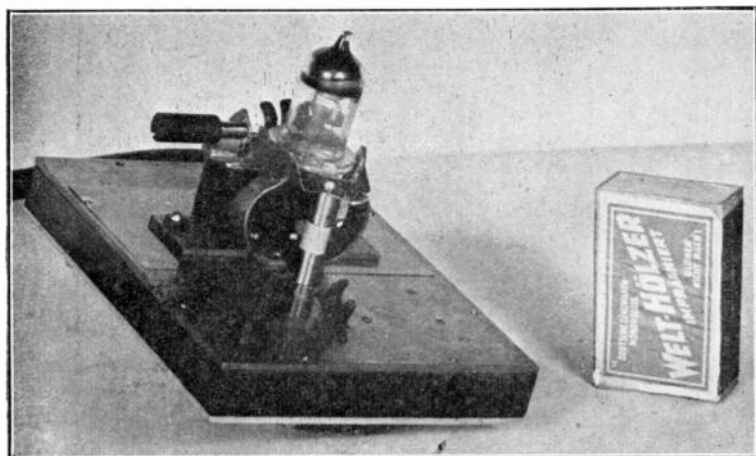


Fig. 5.

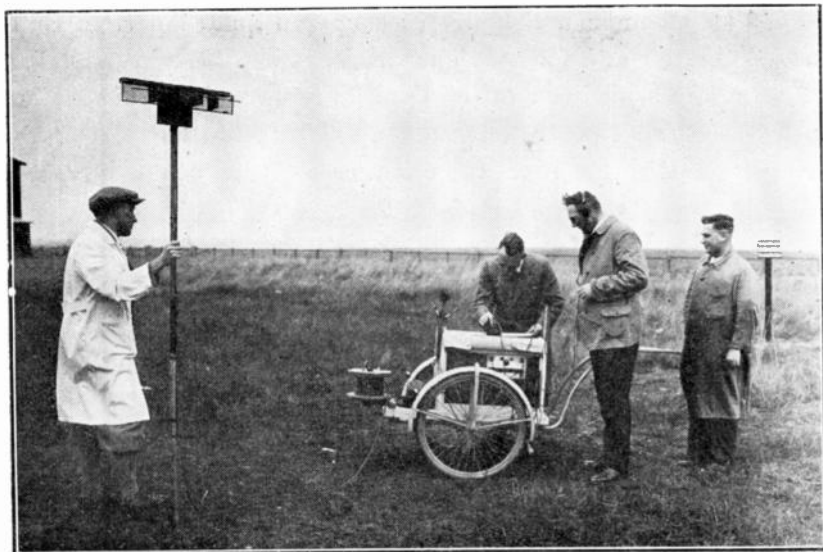


Fig. 6.



Fig. 7.

entourée d'un anneau cylindrique coupé en quatre parties reliées en croix, de façon à former deux demi-anodes. Un puissant champ magnétique est dirigé suivant l'axe de la cathode, et les 2 demi-anodes sont reliées entre elles par un circuit accordé. La figure 1 représente la disposition de la lampe et le montage utilisé. La

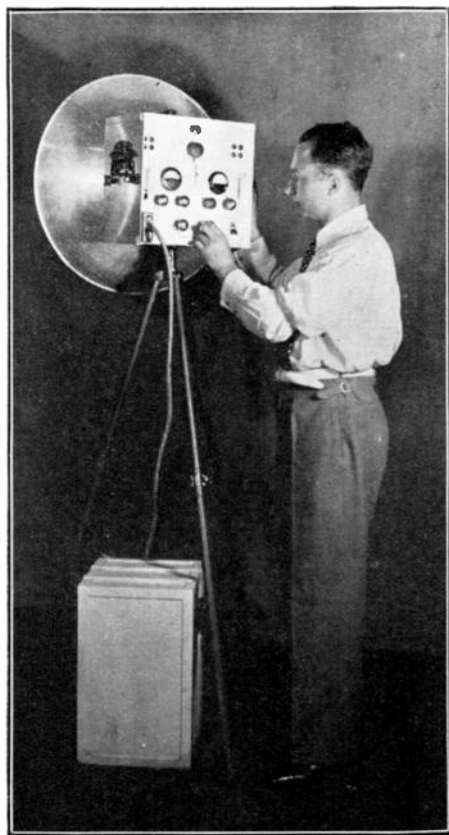


Fig. 8.

figure 2 montre trois modèles de tubes « Habann », où l'on distingue nettement les diverses plaques, et la figure 3 un exemplaire de dimensions particulièrement réduites.

Sur la photographie 4, enfin, on voit un émetteur de laboratoire, avec l'électroaimant produisant le champ magnétique, le tube émetteur, son rhéostat de chauffage, les fils de connexion supportés par des baguettes isolantes ou trolitul.

Pour la réception, on peut utiliser le même type de tube, ce qui permet de n'avoir qu'une seule lampe dans un poste fonctionnant successivement comme émetteur et comme récepteur.

On a employé, aussi avec succès, des tubes à trois électrodes de dimensions très réduites, de façon que la durée de parcours des électrodes entre la cathode et l'anode soit assez faible.

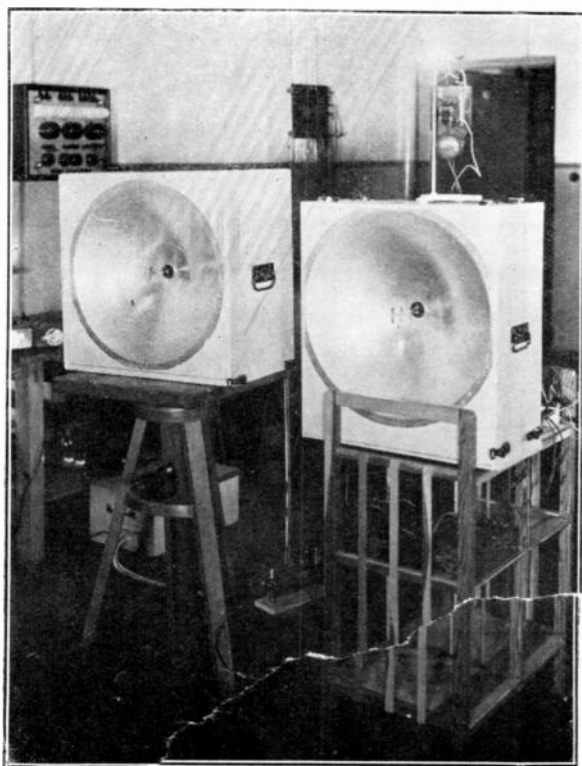


Fig. 9.

Ces tubes étaient utilisés avec un montage normal à réaction (fig. 5).

Enfin, on s'est aussi servi de récepteurs employant des lampes détectrices diodes analogues à celles utilisées sur les récepteurs de radio-diffusion. Un tel dispositif permet d'obtenir un rendement appréciable jusqu'à des longueurs d'ondes de l'ordre de 0 m. 40.

La figure 6 représente un de ces appareils en cours d'expérimentation. On voit, d'une part, l'antenne en dipôle horizontal monté sur une tige d'assez grande hauteur et relié au récepteur propre-

ment dit disposé sur une voiturette qui transporte également les batteries d'alimentation.

La photographie 7 a trait à une réalisation plus industrielle du même type de récepteur qui permet, par rotation de la tige verticale, de déterminer la direction de polarisation des ondes. On remarquera

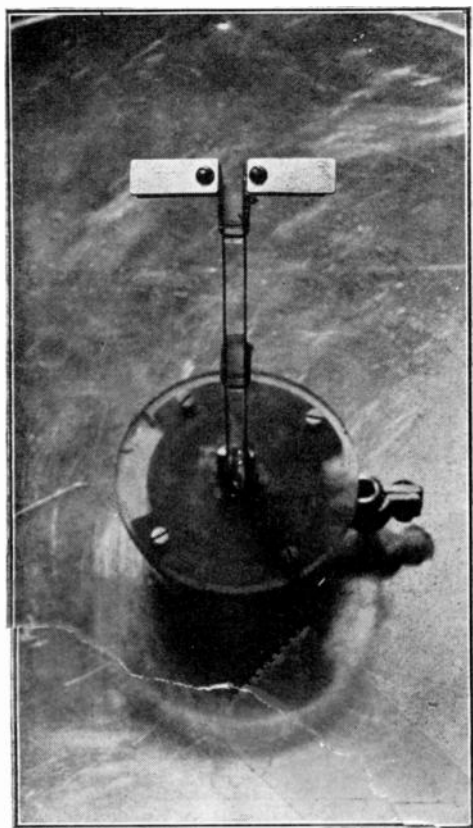


Fig. 10.

que, derrière l'antenne, se trouve une plaque métallique formant, dans une certaine mesure, réflecteur.

Les photographies 8 et 9 représentent des émetteurs et des récepteurs avec réflecteurs, pour ondes de 10 centimètres environ.

Sur la dernière, on voit, au foyer des réflecteurs, le petit dipôle qui émet ou qui recueille les ondes.

Les systèmes de radiation essayés ont été de divers types. En

général, on a employé un dipôle alimenté par feeders (fig. 10). Pour obtenir des effets directionnels on a utilisé soit des projecteurs paraboliques en métal, soit des dispositifs d'antennes en rideau (fig. 11), soit, enfin, un grand réflecteur cylindrique parabolique en toile métallique (fig. 12). On remarquera sur cette dernière photographie,

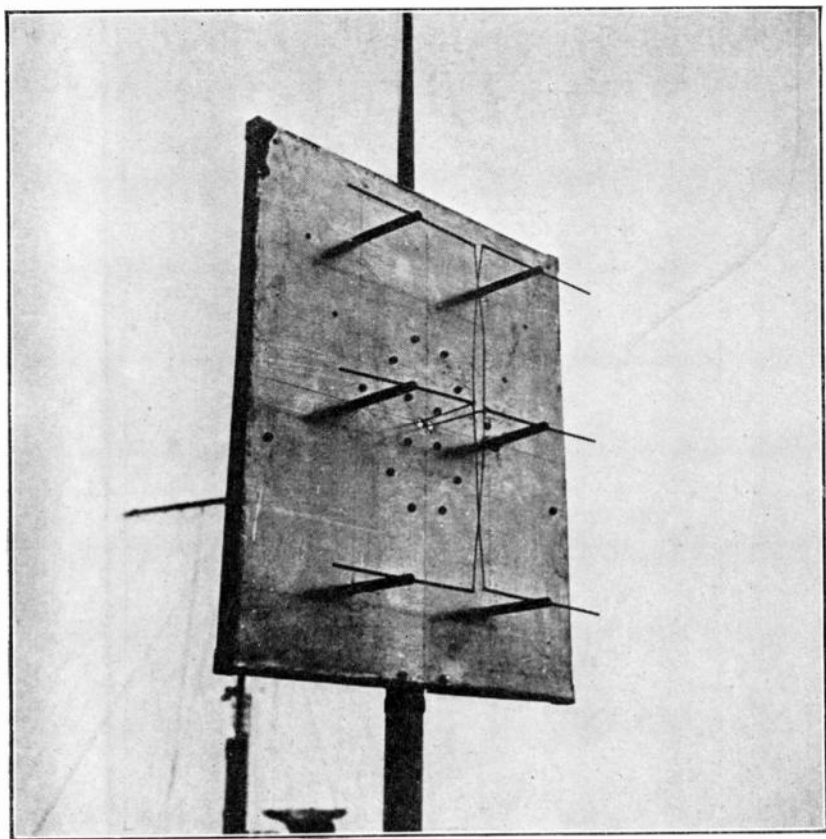


Fig. 11.

le système rayonnant constitué par une série de dipôles alimentés par un feeder horizontal, et placés au foyer d'un premier petit miroir cylindrique, qui réfléchit les ondes vers le miroir principal.

Les essais ont été effectués, en particulier, à la station d'expérience de Gross-Ziethen et sur le Müggelsee¹.

1. Lac situé à une vingtaine de kilomètres de Berlin.

On a, par exemple, étudié la largeur angulaire du faisceau radié par diverses antennes, en déplaçant un récepteur alimentant une petite lampe, et en examinant la région où celle-ci brillait. Le poste d'émission avait une puissance rayonnée d'environ 1 watt.

Des dispositifs d'émission et de réception simultanées sur la même

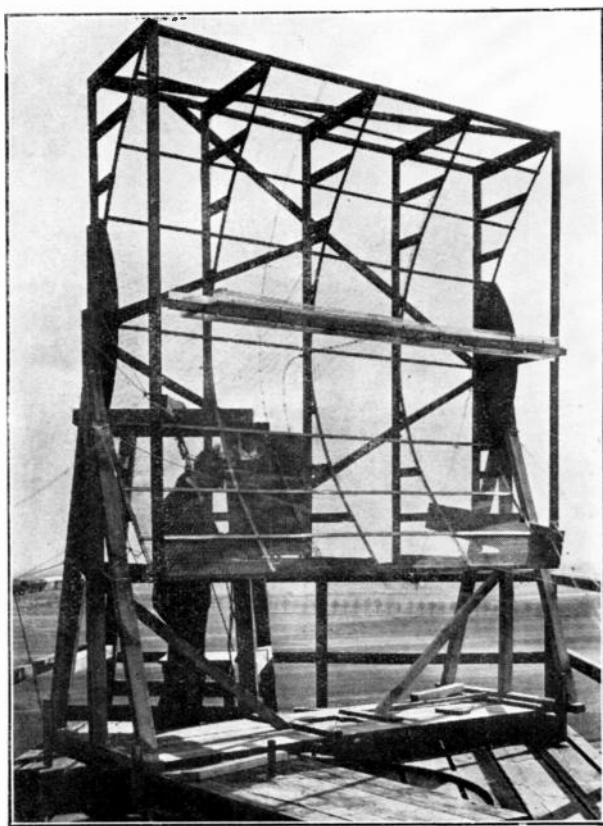


Fig. 12.

longueur d'ondes, avec des antennes dirigées, ont été essayés avec succès, et ont montré la possibilité de fonctionnement de tels systèmes.

Enfin, d'intéressants essais de radiophares directionnels ont eu lieu sur le Müggelsee. Un émetteur situé sur la rive envoyait deux faisceaux d'ondes dirigées, permettant de définir un axe avec une précision d'environ $1/10^{\circ}$ de degré. Le bateau sur lequel était monté le récepteur possédait un dispositif indicateur optique. A deux ou

trois kilomètres de distance du poste émetteur, l'appareil de mesure placé à la sortie du récepteur déviait d'un côté ou de l'autre pour un déplacement du bateau de quelques mètres seulement à droite ou à gauche de l'axe.

On peut évidemment envisager de nombreuses applications de ce dispositif, tant à la navigation, que, par exemple, à des levés de plans ou de cartes. La stabilité de l'axe balisé a été trouvée aussi bonne que celle obtenue avec un faisceau lumineux.

P. B.

ERRATUM

Dans le n° de mars de *L'Onde Électrique*, au tableau de la page 185 :

1° Dans la colonne D, écrire — ∞ à la place du 0 (première ligne). Surmonter tous les chiffres 1 précédant le point de séparation du signe —.

2° Dans la colonne F, surmonter les chiffres 1, 2, 3 et 4 précédant le point de séparation du signe —.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Assemblée Générale de 1936.

L'Assemblée Générale de la Société des Radioélectriciens aura lieu le mercredi 20 mai 1936, à 20 h. 45, à l'Amphithéâtre de Physique de la Sorbonne, 1, rue Victor-Cousin, à Paris.

Elle aura à élire :

1^o Un président pour l'exercice 1937-1938.

2^o Un vice-président et un secrétaire pour les exercices 1936-1937-1938-1939.

3^o Huit membres du conseil pour les exercices 1936-1937-1938-1939.

4^o Trois Commissaires aux Comptes pour l'exercice 1936-1937.

Elle comportera en outre deux communications :

1^o *Communication de M. Jouaust, Président entrant.* La contribution de la Radioélectricité à l'étude de la haute atmosphère.

2^o *Communication de M. Baudet, Directeur des Etablissements « Leland-Radio ».*

Présentation de deux appareils de mesures radioélectriques :

a) Oscillographe cathodique et modulateur de fréquence, permettant de tracer les courbes de sélectivité de un ou de plusieurs transformateurs HF. (La largeur de la bande balayée est indépendante de la fréquence moyenne.)

b) « Q Meter », permettant de mesurer facilement le facteur de surtension d'un circuit oscillant.

Expériences ; projections.

Décès de M. Hiram Percy Maxim,

Membre d'Honneur de la Société des Radioélectriciens.

Nous apprenons le décès, survenu le 18 février 1936, à New-York, de M. Hiram Percy Maxim, Président de l'Union Internationale des Amateurs, Président de l'American Radio Relay League et Membre d'Honneur de la Société des Radioélectriciens.

On sait que M. Hiram Percy Maxim s'est dévoué depuis longtemps à la cause des amateur émetteurs d'ondes courtes, et qu'il a créé, en 1914, l'American Radio Relay League (A. R. R. L.). Lorsque, en 1925, un Congrès International des Amateurs s'est réuni à Paris pour fonder l'Union Internationale des Amateurs (International Amateur Radio Union (I. A. R. U.)), il en fut nommé Président.

C'est à cette occasion que la Société des radioélectriciens, rendant hommage à son dévouement à la cause de l'amateurisme, l'a élu Membre d'Honneur.

Cette perte sera vivement ressentie par les nombreux amateurs des divers pays adhérent à l'Union, et la Société des Radioélectriciens présente à la famille de M. Hiram Percy Maxim et aux dirigeants de l'A. R. R. L. ses vives condoléances.

Enquête de la Société des radioélectriciens sur la réception des ondes de 8 mètres du poste de télévision de la Tour Eiffel.

Nous n'avons encore reçu qu'assez peu de réponses au sujet de l'enquête ouverte dans le numéro d'avril de *l'Onde Electrique* sur la réception des ondes de 8 mètres émises chaque jour par le poste de télévision de la Tour Eiffel, ce qui paraît indiquer que peu d'amateurs sont équipés pour recevoir ces émissions.

A la suite de certaines demandes, nous avons d'ailleurs, décidé d'étendre cette enquête à la réception des ondes d'un certain nombre de stations faisant des émissions régulières sur des fréquences supérieures à 30.000 kc/s (longueurs d'onde inférieures à 10 mètres).

Nous indiquons, dès maintenant, que les deux stations radiotéléphoniques du *Puy-de-Dôme* et de *La Plaine* (Clermont-Ferrand) fonctionnent journellement de 10 h. 10 à 10 h. 15 T. M. G. (c'est-à-dire de 11 h. 10 à 11 h. 15 de l'heure d'été légale française).

Les émissions ont lieu sur une longueur d'onde de 7 mètres avec des émetteurs d'une puissance de 5 watts-antenne environ. Malgré cette faible puissance, les émissions du Puy-de-Dôme, en particulier, ont été reçues assez loin, du fait de la grande altitude de la station (1.465 m.).

Les renseignements concernant la réception de ces diverses émissions devront, comme précédemment, être adressés au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 14, avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

Enfin, pour faciliter la réception des longueurs d'ondes inférieures à 10 mètres, nous publierons, dans le numéro de juin de *l'Onde Electrique*, la description détaillée d'un petit poste récepteur très simple, fonctionnant sur ces ondes.

Voyage d'Étude de la Société des Radioélectriciens.

Tous les membres de la Société habitant l'Europe et l'Afrique du Nord ont dû recevoir la circulaire préparatoire de ce voyage, qui aura lieu dans la région de Nantes et du Havre et au cours duquel seront visités les postes émetteurs de Donges et de Séverac (Service radiomaritime de l'Administration des P. T. T.), le radiolignement d'entrée du Port du Havre, le paquebot « Normandie » et ses installations radioélectriques.

Tous les membres qui se seront inscrits en renvoyant la fiche jointe à la circulaire recevront en temps utile des précisions sur la date exacte du voyage (qui dépend des horaires du paquebot « Normandie », non encore définitivement fixés) et sur son prix de revient.

INFORMATIONS

Brouillages dans les gammes de radiodiffusion.

Du compte rendu de la réunion de l'Union Internationale de Radiodiffusion (U. I. R.) qui a eu lieu à Paris, en février 1936, nous extrayons les renseignements suivants susceptibles d'intéresser les amateurs, et qui concernent les brouillages de radiodiffusion dont se sont plaint divers pays.

Il s'agit, bien entendu, de brouillages constatés *dans les limites des pays intéressés*. On verra, par le petit nombre de ces brouillages, eu égard à la quantité de stations en service, que le plan de Lucerne, qui a fixé les longueurs d'ondes des diverses stations, peut, d'une façon générale, être considéré comme satisfaisant en ce qui concerne la radiodiffusion.

Allemagne : pas de brouillages.

Belgique : brouillages entre Bruxelles I et Le Caire I (620 kc/s).

Danemark : brouillages entre Kalundborg (238 kc/s) et Radio-Luxembourg.

Finlande : brouillages entre Lahti (166 kc/s) et Moscou (172 kc/s).

France : brouillages entre Strasbourg et Simferopol (859 kc/s).

Grande-Bretagne : brouillages entre Midland National (1013 kc/s) et Oviedo.

Brouillages de l'onde commune britannique de 1.474 kc/s, par diverses stations.

Hongrie : brouillages de Budapest II (360 kc/s) par Rostov-sur-Don et Smolensk.

Islande : brouillages de Reykjavik (208 kc/s) par Minsk.

Italie : pas de brouillages.

Lettonie : pas de brouillages.

Lithuanie : brouillages de Kaunas (155 kc/s) par Brasov.

Pologne : brouillage de Varovie (224 kc/s) par Radio-Luxembourg (230 kc/s).

Portugal : pas de brouillages.

Roumanie : brouillages de Brasov (60 kc/s) par Kootwijk et par Kharkov.

Suède : brouillages peu fréquents de Falun par Zagreb.

Suisse : brouillages de Beromünster (556 kc/s), par une station inconnue.

Tchécoslovaquie : brouillages de Moravska-Ostrava (1113 kc/s) par Radio-Normandie.

Yougoslavie : brouillages de Belgrade (686 kc/s) par Sottens (677 kc/s) et par Paris P. T. T. (695 kc/s).

Nouveaux crédits pour la radiodiffusion.

Une loi du 31 mars 1936 vient d'ouvrir un crédit de 10 millions de francs pour la participation du service de la Radiodiffusion à la construction de la « Maison de la Radio », construction qui doit être effectuée pour l'Exposition de 1937.

La même loi a, en outre, ouvert un crédit supplémentaire de 10 millions de francs pour les programmes, qui sera affecté à la retransmission des représentations de certains théâtres de province.

Corrélativement, les prévisions de recettes de la Radiodiffusion ont été augmentées de 20 millions de francs, comme conséquence de la création de la taxe de 25 % sur les recettes brutes de publicité des postes émetteurs privés.

Essais de télévision à grande distance en Allemagne.

On effectue actuellement, avec plein succès, en Allemagne, des transmissions de télévision sur câble entre Berlin et Leipzig (distance 395 km.).

Le câble est d'un modèle spécial, transmettant une très large bande de fréquence. Des stations de répéteurs sont intercalées tous les 30 kilomètres environ, et comportent des dispositifs compensateurs donnant une caractéristique de transmission sensiblement horizontale pour toutes les fréquences à transmettre.

C'est la première fois que de tels essais sont effectués, et un service public, permettant aux personnes utilisant le téléphone de voir leur correspondant, tout en conversant, a été inauguré à l'occasion de la foire de Leipzig.

Société Chronométrique de France.

La Société Chronométrique de France invite les membres de la Société des Radioélectriciens à assister à son Assemblée Générale qui aura lieu le samedi 16 mai 1936, à 14 h. 30, à l'Institut d'Optique, 3, Boulevard Pasteur, à Paris.

Un certain nombre de communications seront présentées à cette Assemblée, dont une de M. Crevoisier, Ingénieur à la Société Française Radioélectrique, sur « Les appareils de réception pour signaux horaires ».

Un nouveau poste dans la région de Bordeaux.

Une nouvelle grande station de radiodiffusion, destinée à remplacer Bordeaux-Lafayette, et d'une centaine de kilowatts de puissance, va être mise en construction dans la région de Bordeaux. Elle s'intitulera « Bordeaux-Médoc ».

Mise en service du poste de Marseille-Réaltor.

Depuis quelque temps, la nouvelle station de Marseille-Réaltor effectue des émissions régulières chaque jour, de 11 à 14 heures, avec sa puissance normale de 120 kw-antenne (onde porteuse).